

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño de array lineal de ranuras con doble polarización dual
alimentado mediante guía en sustrato**

**Sergio Sánchez Sánchez
Tutor: José Luis Masa Campos**

Julio 2015

**Diseño de array lineal de ranuras con doble polarización dual
alimentado mediante guía en sustrato**

Autor: Sergio Sánchez Sánchez

Tutor: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas

Dpto. de Tecnologías Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2015

Resumen

El principal objetivo de este proyecto consiste en diseñar un array lineal de ranuras alimentado por una guía de onda rellena de dieléctrico con polarización dual en banda Ku. La alimentación de la antena se hará mediante una guía de onda cuadrada, a una frecuencia de trabajo de 17 Ghz, que por sus dimensiones permitirá una doble comunicación de la antena mediante la propagación simultánea de dos señales, una en cada modo degenerado de la guía.

La guía de onda se rellenará de un sustrato, con una constante dieléctrica alta, mediante un apilamiento de sustratos. El dieléctrico elegido es el *RF35 Taconic* con un $\epsilon_r = 3.5$, lo que permitirá reducir la longitud de onda de la guía pudiendo así aumentar la distancia entre elementos.

Se diseñará un elemento radiante basado en dos ranuras en cruz con el que se buscará, a través de la optimización de sus dimensiones, alcanzar los requerimientos de radiación de la antena.

Como etapa final, se redimensionará la antena completa basándose en el método desarrollado en el departamento RFCAs que estudia la compensación de acoplo de campo eléctrico entre elementos del array mediante simulaciones parciales de la antena, permitiendo reducir el tiempo de las simulaciones por cada variación que se haga en los elementos. Con este método se pretende modelizar el comportamiento real de la antena mejorando así la precisión de los resultados.

Palabras clave

Array lineal, ranuras, acoplo, guía de onda cuadrada, apilamiento de sustratos, RF35 Taconic, diagrama de radiación, parámetros S, coeficiente de reflexión, constante dieléctrica, antena, alimentación *taper*, polarización dual, modelo de compensación de campo eléctrico cercano.

Abstract

The main project goal is designing a slotted linear array on a waveguide filled with dielectric which allows a dual polarization of Ku band. The antenna supply will be made with a square waveguide which will operate at 17 GHz, through its dimensions will allow a double communication by simultaneous propagation of two signals, each one in each degenerate mode.

The square waveguide will be filled with a substrate with a high dielectric constant, by stacking the substrates. The dielectric chosen is RF35 Taconic, which has $\epsilon_r=3.5$ and this will reduce the wavelength of the waveguide. Because of this it will be possible to increase the gap between the elements.

It will design a radiant element based in two slots on cross and with this element it will search achieving the radiation requirements of the antenna through the dimensions optimization.

Finally, the antenna will be completely resized with the method developed in RFCAs department which studies the coupling compensation of electric field between elements with partial simulations. It allows reducing the simulation time with each variation of each element. This method tries modeling the real behaviour of the antenna and improving the results accuracy by this way.

Key words

Lineal array, slots, coupling, square waveguide, stacking substrates, RF35 Taconic, radiation pattern, S parameter, reflection coefficient, dielectric constant, antenna, power taper, dual polarization, radiated near-field compensation model.

Agradecimientos

Bueno, ahora mismo mientras escribo este párrafo, pienso que creía que nunca llegaría este momento. Sin duda ha sido un largo camino que he recorrido junto a muchas personas y posiblemente sin su ayuda, no estaría escribiendo esto ahora mismo a punto de convertirme en ingeniero.

En primer lugar, aunque suene a tópico, quiero agradecerse a José Luis. JL como le escribo en los mails. Sin su ayuda, dedicación y sobre todo, comprensión, no creo que pudiera haber realizado este trabajo. Gracias por todas esas veces que te has adaptado a mis horarios y gracias por todas aquellas que cuando he necesitado ayuda me has echado un cable.

En segundo lugar a mis amigos, tanto de fuera como de la universidad. En especial a Javi y Laura que han estado siempre conmigo, me han apoyado y han sabido hacerme creer en que se puede. Y como no a Nacho, sin duda una perla que me llevo. Quizás una de las personas con quien más momentos he compartido durante mi etapa en la universidad. No me arrepiento de ninguno. Gracias por demostrarme que si se quiere se puede y que aunque no parezcamos tan listos, son solo apariencias.

Como no, agradecer a mis padres cada uno de sus gestos, de sus ánimos e incluso sus regañinas. Ellos han hecho de mí la persona que ahora mismo escribe esto, son los valores que tengo y son – estoy seguro – esas persona que siempre estarán ahí para darme su apoyo incondicional. Y por qué no decirlo, gracias por cada euro que habéis invertido en mí (y en mi formación), vosotros sois tan artífices como yo de esto. No tengo más que palabras de agradecimiento.

Para el final me dejo lo mejor que me llevo de estos cinco años de carrera, a mi novia Nerea. Ha sido la persona que más me ha aguantado desde principio a fin: mis momentos de estrés, y ahí estaba para sacarme una sonrisa con un cuaderno cursi para tomar mis notas; ha estado cuando yo no podía más para empujarme; ha estado en las peores durante cinco años, y sobre todo en el último, y quizás eso es lo que debo agradecerle: que ha estado ahí. Nunca me ha dejado solo y sin duda ella es la artífice de que crea en mí mismo, de que puedo ser capaz de todo aquello que me proponga, entre otras cosas este trabajo. Ella ha sido la base sobre la que me he apoyado siempre que lo he necesitado. Gracias por hacer de todos los momentos difíciles, un poco menos; pero sobre todo gracias por hacer de todos los momentos buenos, espectaculares.

Sergio.

Índice de contenido

1.	Introducción	1
1.1.	Motivación	1
1.2.	Objetivos.....	1
1.3.	Organización de la memoria	2
2.	Estado del arte	3
2.1.	Concepto de antena.....	3
2.2.	Tipos de antena	3
2.3.	Banda de frecuencias	4
2.4.	Parámetros de la antena.....	5
2.4.1.	Impedancia de entrada.....	5
2.4.2.	Parámetros de dispersión	5
2.4.3.	Diagrama de radiación.....	8
2.4.4.	Parámetros del diagrama de radiación.....	9
2.4.5.	Conceptos previos sobre antenas.....	10
2.4.5.1.	Ángulo sólido	10
2.4.5.2.	Intensidad de radiación.....	11
2.4.5.3.	Ganancia directiva y Directividad	11
2.4.5.4.	Ganancia de potencia.....	11
2.4.5.5.	Eficiencia	12
2.4.6.	Polarización.....	12
2.5.	Guía de onda	14
2.5.1.	Definición	14
2.5.2.	Modos de transmisión.....	14
2.6.	Elemento radiante.....	16
2.6.1.	Definición	16
2.6.2.	Trabajo previo.....	17
2.7.	Array lineal.....	18
3.	Diseño de la antena.....	19
3.1.	Introducción	19
3.2.	Diseño de la guía de onda.....	19
3.2.1.	Diseño y caracterización.....	19
3.2.2.	Sustratos apilados	21
3.3.	Diseño del elemento unitario.....	22
3.3.1.	Diseño de la estructura.....	22
3.3.2.	Análisis de la estructura.....	24

3.3.3.	Estudio de acoplamiento de la ranura.....	25
3.4.	Diseño del array de 24 elementos.....	26
3.4.1.	Tipo de alimentación: alimentación por onda progresiva	26
3.4.2.	Ley de alimentación.....	27
3.4.3.	Coeficientes de acoplo del array	30
3.4.4.	Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos.....	32
3.4.5.	Radiación trasera de la ranura	36
4.	Reajuste de la antena	41
4.1.	Introducción	41
4.2.	Análisis de la estructura sectorialmente.....	41
4.3.	Redimensionamiento del elemento radiante	42
5.	Conclusiones.....	47
	Referencias.....	49
	Anexo A. Modelo de compensación de acoplos por partes.....	51
A.1.	Desarrollo del método	51
	Anexo B. Compensación para cinco elementos.....	55
B.1.	Introducción.....	55
B.2.	Análisis de la estructura por sectores de cinco elementos	55
	Anexo C. Ajuste del array completo	57

Índice de ilustraciones

Ilustración 1. Banda de frecuencias - División por décadas.....	4
Ilustración 2. Banda de frecuencias - División en microondas	4
Ilustración 3. Parámetros S - Red de dos puertos	6
Ilustración 4. Parámetros S – Ondas incidentes y reflejadas	6
Ilustración 5. Diagrama de radiación - Coordenadas esféricas	8
Ilustración 6. Diagrama de radiación - Representaciones gráficas 2D.....	8
Ilustración 7. Diagrama de radiación - Planos de corte (Antena de bocina)	9
Ilustración 8. Diagrama de radiación - 2D coordenadas polares y cartesianas	9
Ilustración 9. Parámetros del diagrama de radiación.....	10
Ilustración 10. Ángulo sólido	10
Ilustración 11. Elipse de polarización.....	12
Ilustración 12. Polarización lineal	13
Ilustración 13. Polarización circular	13
Ilustración 14. Polarización elíptica	14
Ilustración 15. Guía de onda.....	14
Ilustración 16. Guía de onda - Carta de modos	15
Ilustración 17. Elemento radiante - Antena de ranuras	16
Ilustración 18. Elemento radiante - Excitación de las ranuras	16
Ilustración 19. Elemento radiante - Trabajo previo (I).....	17
Ilustración 20. Elemento radiante - Trabajo previo (II).....	17
Ilustración 21. Array lineal equiespaciado	18
Ilustración 22. Carta de modos de la guía de onda cuadrada rellena de RF35 Taconic .	20
Ilustración 23. Sustratos apilados mediante <i>prepreg</i>	21
Ilustración 24. Esquema de guía de onda mediante sustratos apilados	21
Ilustración 25. Líneas de corriente de los modos TE ₁₀ y TE ₀₁	22
Ilustración 26. Diseño del elemento unitario - Elemento en cruz	23
Ilustración 27. Estructura con dos puertos.....	24
Ilustración 28. Parámetro C_K del elemento unitario	25
Ilustración 29. Fase del elemento unitario.....	26
Ilustración 30. Alimentación en onda progresiva.....	27
Ilustración 31. Factor de array teórico de la antena.....	30
Ilustración 32. Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos	33
Ilustración 33. Parámetro S ₁₁ del array sin compensación de acoplos para el modo TE ₁₀ y TE ₀₁	33
Ilustración 34. Parámetro S ₂₁ del array sin compensación de acoplos para el modo TE ₁₀ y TE ₀₁	34
Ilustración 35. Coeficientes de alimentación teóricos vs. coeficientes de alimentación de la antena.....	34
Ilustración 36. Desfase entre elementos del array sin compensación de acoplos.....	35
Ilustración 37. Coeficientes de acoplamiento del array sin compensación de acoplos ..	35
Ilustración 38. Diagramas de radiación	36
Ilustración 39. Componentes copolar y contrapolar del modo TE ₁₀ del array sin compensación de acoplos	37
Ilustración 40. Componentes copolar y contrapolar del modo TE ₀₁ del array sin compensación de acoplos	37
Ilustración 41. Plano de masa infinito	38
Ilustración 42. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas polares con un plano de masa infinito	38

Ilustración 43. Plano de masa realizable	39
Ilustración 44. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas polares con plano de masa realizable	39
Ilustración 45. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas cartesianas con plano de masa realizable	40
Ilustración 46. Estudio de sectores de tres elementos	41
Ilustración 47. Array lineal de 24 elementos con compensación de acoplos - 3 elementos	42
Ilustración 48. Coeficientes de acoplo del array con compensación de acoplos	43
Ilustración 49. Comparativa de C_j del array con compensación de acoplos	43
Ilustración 50. Comparativa de los desfases sin y con compensación de acoplos	44
Ilustración 51. Comparativa de los coeficientes de acoplamiento sin y con compensación de acoplos	44
Ilustración 52. Diagrama de radiación sin y con compensación de acoplos en coordenadas polares.....	45
Ilustración 53. Diagramas de radiación sin y con compensación de acoplos en coordenadas cartesianas.....	45
Ilustración 54. Distribución de los elementos para la compensación de acoplos.....	51
Ilustración 55. Distribución de los elementos al principio y al final del array.....	51
Ilustración 56. Modelización de la estructura de cinco elementos	52
Ilustración 57. Estructura parcial de cinco elementos	55
Ilustración 59. Comparativa C_j del modo TE ₁₀	56
Ilustración 59. Comparativa C_j del modo TE ₀₁	56

Índice de ecuaciones

Ecuación 1. Impedancia de entrada de la antena	5
Ecuación 2. Impedancia de la antena – Resistencia y Reactancia.....	5
Ecuación 3. Impedancia de la antena – Definición de resistencia R_a	5
Ecuación 4. Potencia radiada por la antena	5
Ecuación 5. Potencia disipada en forma de calor	5
Ecuación 6. Parámetros S - Matriz para dos terminales	6
Ecuación 7. Parámetros S - Sistema de ecuaciones para dos terminales.....	6
Ecuación 8. Parámetros S - Definición en función de onda incidente y reflejada	7
Ecuación 9. Parámetros S - Coeficiente de reflexión	7
Ecuación 10. Parámetros S - Coeficiente de transmisión.....	7
Ecuación 11. Parámetros S - Pérdidas de retorno.....	7
Ecuación 12. Parámetros S - Pérdidas de inserción	7
Ecuación 13. Ángulo sólido.....	10
Ecuación 14. Intensidad de radiación	11
Ecuación 15. Vector de Poynting	11
Ecuación 16. Intensidad de radiación de una antena isotrópica	11
Ecuación 17. Ganancia directiva	11
Ecuación 18. Directividad	11
Ecuación 19. Ganancia de potencia.....	11
Ecuación 20. Ganancia máxima	12
Ecuación 21. Eficiencia total de la antena	12
Ecuación 22. Eficiencia total de la antena - Relación entre ganancia directiva y de potencia.....	12
Ecuación 23. Axial ratio	12
Ecuación 24. Frecuencia de corte	15
Ecuación 25. Longitud de onda en la guía de onda	16
Ecuación 26. Factor de array	18
Ecuación 27. Amplitud del campo radiado por el array	18
Ecuación 28. Principio de potencia en un circuito de dos puertos sin pérdidas.....	24
Ecuación 29. Parámetro de acoplamiento C_k	24
Ecuación 30. Alimentación por onda progresiva.....	27
Ecuación 31. Fase array broadside	28
Ecuación 32. Reflexión por pequeña señal.....	28
Ecuación 33. Distancia entre elementos	28
Ecuación 34. Parámetro C_k teórico del array	30
Ecuación 35. Potencia residual de la antena.....	33
Ecuación 36. Potencia radiada - Compensación de acoplos.....	52
Ecuación 37. Constante K_m - Compensación de acoplos	52
Ecuación 38. Coeficientes de acoplo teóricos - Compensación de acoplos	53
Ecuación 39. Coeficientes de acoplo - Compensación de acoplos.....	53

Índice de tablas

Tabla 1. Parámetros de la guía de onda	20
Tabla 2. Ley de alimentación del array (Taylor a -28 dB)	29
Tabla 3. Parámetro C_k con dimensiones óptimas del elemento radiante	31
Tabla 4. Parámetro C_k de cada elemento del array en función de la potencia residual .	31
Tabla 5. Longitudes y coeficientes de acoplo del array sin compensación de acoplos..	32
Tabla 6. Longitudes y coeficientes de acoplamiento del array con compensación de acoplos – 3 elementos.....	42
Tabla 7. Coeficientes de acoplo teóricos, tres elementos y cinco elementos	56
Tabla 8. Coeficientes de acoplamiento del array sin compensación de acoplos	57

1. Introducción

1.Introducción

Este documento recoge el trabajo fin de grado “*Diseño de array lineal de ranuras con doble polarización dual alimentado mediante guía en sustrato*”. Se trata del diseño de una agrupación de antenas de ranura para una frecuencia central de trabajo de 17 GHz. Este primer punto constará de una breve explicación acerca de la motivación del trabajo para poner en contexto al lector, los objetivos que se marcaron y la posterior organización de la memoria.

1.1. Motivación

En la actualidad las comunicaciones móviles están presentes en todo el entorno que rodea al ser humano. Las tecnologías de la información son un tópico en el día a día de una persona.

Debido al auge del sector, la competitividad entre las empresas crece, buscando reducir costes y tamaño sin empeorar la calidad del producto.

Ante este nuevo paradigma que se plantea, en el campo de la radiofrecuencia comienzan a tomar protagonismo las antenas impresas. Se tratan de antenas con dimensiones reducidas que ofrecen altas prestaciones a muy bajo coste.

En el grupo de RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid ya se había diseñado una agrupación de antenas de ranura alimentadas mediante una guía de onda cuadrada rellena de aire y cuyo contorno se compone del sustrato *FR4* metalizado para simular el aluminio, permitiendo una doble polarización por sus dimensiones. No obstante, al ser una guía de onda rellena de aire, su longitud de onda limitaba la separación de elementos de modo que al ir incrementando el tamaño de las ranuras llegaba un momento que quedaban superpuestas, teniendo que buscar un nuevo diseño del elemento unitario para solventar el problema. El objetivo de este trabajo es diseñar una estructura similar con una guía de onda cuadrada rellena del dieléctrico *RF35 Taconic*, con una constante dieléctrica superior a la del aire que permitirá aumentar la distancia entre los elementos, con prestaciones similares a su predecesora.

1.2. Objetivos

- Diseño y caracterización de la guía de onda cuadrada en sustrato que permita una doble polarización a la frecuencia central de operación.
- Diseño de una estructura óptima y realizable para la utilización del *RF35 Taconic* como sustrato.
- Diseño y caracterización de una ranura radiante que sea capaz de excitar los dos modos ortogonales que viajan por la guía simultáneamente.
- Diseño de una array lineal de ranuras sobre una guía de onda en sustrato basándose en los puntos anteriores.
- Aplicación del método de compensación de acoplos por partes.

1.3. Organización de la memoria

La documentación de este trabajo queda estructurada en cinco capítulos:

- El capítulo dos consta del estado del arte, donde se introducen conceptos básicos sobre antenas y medios de transmisión, además del trabajo previo sobre el campo que se va a desarrollar en este TFG.
- El capítulo tres trata el diseño de la antena, comenzando por la caracterización de la guía de onda, así como del elemento radiante para posteriormente poder diseñar la antena.
- El capítulo cuatro desarrolla el método implementado en el trabajo fin de grado anterior, ejecutando una sectorización de tres elementos.
- El capítulo cinco consta de las conclusiones del trabajo y futuras líneas de trabajo que quedan abiertas para la continuación del TFG.

2.Estado del arte

2.1. Concepto de antena

Siguiendo la definición que proporciona el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), una antena se considera como aquel dispositivo metálico parte de un sistema transmisor y/o receptor diseñado para emitir o recibir ondas electromagnéticas, además de adaptar la entrada (en caso de un sistema receptor) o la salida (en caso de un sistema transmisor) al medio.

El objetivo de una buena antena es conseguir un diagrama de radiación óptimo para el diseño, lo que conlleva un buen rendimiento de radiación en la dirección adecuada, y conservar una buena adaptación con la línea de transmisión que suministre la señal.

2.2. Tipos de antena

La clasificación de una antena puede ser todo lo diversa que se quiera, dependiendo de los criterios que se tomen. Una clasificación interesante sería en función de ciertos parámetros de diseño como son la longitud de onda de la señal (λ) que se transmite y las dimensiones de la antena. Así quedarían catalogadas como:

- **Antenas elementales:** aquellas con dimensiones mucho menores que la longitud de onda de la señal.
- **Antenas resonantes:** aquellas con dimensiones del orden de la mitad de la longitud de onda de la señal.
- **Antenas directivas:** aquellas con dimensiones mucho mayores que la longitud de onda de la señal.

Otra clasificación interesante sería en función de la topología de la estructura radiante:

- **Antenas lineales:** formadas por hilos conductores eléctricamente delgados, esto es, el radio es mucho menor que λ_0 . Las corrientes viajan longitudinalmente a lo largo del hilo conductor. Ej.: dipolos, monopolos, antenas de cuadro,...
- **Antenas impresas:** construidas sobre un sustrato impreso con un espesor comprendido en el rango de $\{0,005\lambda_0 - 0,2\lambda_0\}$. Sus pequeñas dimensiones favorecen la integración en sistemas como teléfonos móviles o microcontroladores. Tienen un bajo coste, a cambio de una banda estrecha y limitaciones por potencia. Ej.: antenas de parche microstrip.
- **Antenas de apertura:** la onda electromagnética es radiada al medio por una apertura física en la antena. Se caracterizan por una ganancia alta y un gran ancho de banda. Ej.: bocina, reflector,...
- **Arrays de antenas:** agrupaciones de elementos radiantes que permite una mejora en la ganancia respecto a la antena individual y obtener mayor control sobre el diagrama de radiación. La red de alimentación une todos los elementos y por ello, es una parte bastante crítica en el diseño.

- **Antenas inteligentes:** arrays de antenas que, mediante algoritmos de procesamiento de señal, es posible modificar sus propiedades de radiación al medio.

2.3. Banda de frecuencias

Se refiere a banda de frecuencias un intervalo de frecuencias del espectro electromagnético destinado a un uso en el campo de las radiocomunicaciones. El uso de cada intervalo de frecuencias del espectro se encuentra regulado por la ITU (*International Telecommunication Union*) y es el diseñador el que debe decidir la banda de trabajo en la que funcionará la antena que esté diseñando, en función de la longitud de onda de la señal que transmita/reciba.

Banda	Frecuencia	Longitud onda	Denominación	Aplicaciones
ELF	< 3 KHz	> 100 km	Extremely Low Frequency	
VLF	3 – 30 KHz	100 – 10 km	Very Low Frequency	Navegación, Sonar
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 km	Low Frequency	Radio balizas, ayudas navegación
MF	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency	AM radiodifusión, radio marítima, guarda costas
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency	Teléfono, telegrafía, radioaficionados
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency	TV, FM radiodifusión, control aéreo
UHF	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency	TV, celular(UMTS, GSM), radar, GPS
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency	WLAN, radioenlaces, radar aéreo, com.s satélite (DBS)
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency	Radar militar, com.s inalámbricas de banda ancha, sistemas de guiado autónomo vehículos

Ilustración 1. Banda de frecuencias - División por décadas

Banda	Frecuencia	Longitud onda
L	1 - 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Ilustración 2. Banda de frecuencias - División en microondas

2. Estado del arte

2.4. Parámetros de la antena

2.4.1. Impedancia de entrada

Es el resultado de la relación existente entre tensión y corriente en los terminales de la antena. La impedancia de entrada va a determinar cuanto tensión debe aplicar un generador para que se produzca una corriente determinada, *ergo*, condiciona la potencia que la antena es capaz de radiar.

$$Z_{in,a} = \frac{V_{in,a}}{I_{in,a}}$$

Ecuación 1. Impedancia de entrada de la antena

Esta impedancia de entrada es compleja, y puede definirse también en base a ello. A la parte real de la impedancia se le conoce como Resistencia (R_a) y la parte imaginaria se denomina Reactancia (X_a).

$$Z_a = R_a(\omega) + j \cdot X_a(\omega)$$

Ecuación 2. Impedancia de la antena – Resistencia y Reactancia

Ambas dependen de la frecuencia. Cuando a una determinada frecuencia ($\omega=\omega_0$) la reactancia se anula ($X_a(\omega_0)=0$), se dice que la antena es resonante a dicha frecuencia.

A su vez, la resistencia se puede descomponer en la suma de la Resistencia de radiación (R_r) y la Resistencia de pérdidas óhmicas (R_L).

$$R_a(\omega) = R_r + R_L$$

Ecuación 3. Impedancia de la antena – Definición de resistencia R_a

Si se tiene en consideración esta última definición, se podría averiguar cuanto de la potencia que recibe la antena es radiada y cuanto es disipada en forma de calor. De modo que se distinguirían dos potencias: Potencia radiada por la antena (P_a) y Potencia disipada en forma de calor (P_L).

$$P_r = \frac{1}{2} |I_{in,a}|^2 R_r$$

Ecuación 4. Potencia radiada por la antena

$$P_L = \frac{1}{2} |I_{in,a}|^2 R_L$$

Ecuación 5. Potencia disipada en forma de calor

Donde $I_{in,a}$ se define como la corriente de entrada de la antena (Véase Ecuación 1).

2.4.2. Parámetros de dispersión

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse también como una red de dos puertos, donde uno de ellos sería el puerto físico de entrada de la antena – típicamente de valor 50 Ω , y el otro sería el puerto físico de radiación (Véase Ilustración 3).

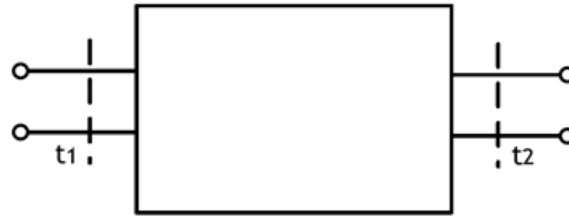


Ilustración 3. Parámetros S - Red de dos puertos

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar de diversas maneras, tales como matrices de impedancia “Z”, matrices admitancia “Y”, entre otras. Estos parámetros, que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos. Este hecho es difícil de conseguir a altas frecuencias.

Es por esto que se suelen utilizar los parámetros de dispersión o parámetros “S”, que sirven a cualquier frecuencia ya que no necesitan ningún tipo de consideración adicional. Los parámetros de dispersión describen el comportamiento de cualquier red eléctrica en función de los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicha red. Cada terminal tiene dos puertos, donde hay que definir la onda incidente y la onda reflejada, ambas normalizadas (Véase Ilustración 4).

- La onda incidente “ a_i ” se define como la onda que entra al circuito en un terminal.
- La onda reflejada “ b_i ” se define como la onda que sale del circuito en un terminal.



Ilustración 4. Parámetros S – Ondas incidentes y reflejadas

La matriz de parámetros “S” se encarga de relacionar las ondas incidentes y las ondas reflejadas de la red eléctrica. Así pues, para cualquier red de 2 terminales, la matriz es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Ecuación 6. Parámetros S - Matriz para dos terminales

Que si se desarrolla da lugar a un sistema de dos ecuaciones:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$

Ecuación 7. Parámetros S - Sistema de ecuaciones para dos terminales

2. Estado del arte

De modo que se puede establecer una relación a partir de la definición de parámetros “S” para calcular cada parámetro “ S_{ji} ” en función de la onda incidente y reflejada de la red para cada terminal.

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0} \quad (\forall k \neq i)$$

Ecuación 8. Parámetros S - Definición en función de onda incidente y reflejada

Se contemplan dos tipos de parámetros S:

- Coeficiente de reflexión: mide la cantidad de potencia que se refleja en el puerto “j” cuando se genera una onda incidente en el puerto “i”.

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i}$$

Ecuación 9. Parámetros S - Coeficiente de reflexión

- Coeficiente de transmisión: mide la cantidad de potencia que llega al puerto “j” cuando la red se alimenta por el puerto “i”.

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (j \neq i)$$

Ecuación 10. Parámetros S - Coeficiente de transmisión

En base a ellos, se pueden definir dos parámetros más de interés sobre el circuito que se esté analizando:

- *Pérdidas de retorno* [dB] = $-20 \cdot \log_{10}|S_{ii}|$

Ecuación 11. Parámetros S - Pérdidas de retorno

- *Pérdidas de inserción* [dB] = $-20 \cdot \log_{10}|S_{ji}|$

Ecuación 12. Parámetros S - Pérdidas de inserción

2.4.3. Diagrama de radiación

Se denomina diagrama de radiación a la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio. El diagrama viene definido por las magnitudes:

- Radio r : distancia al origen
- Ángulo polar o *colatitud* θ : ángulo respecto al eje \hat{z}
- Azimut φ : ángulo respecto al eje \hat{x}

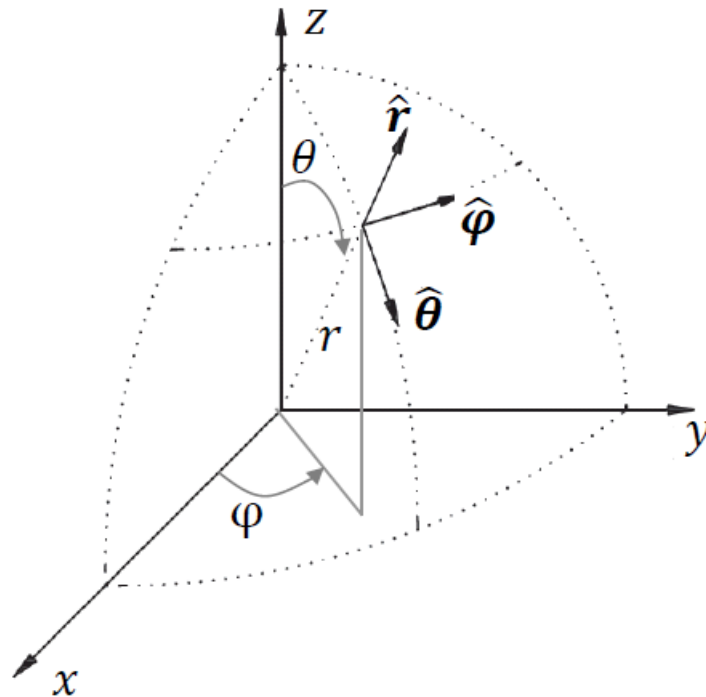


Ilustración 5. Diagrama de radiación - Coordenadas esféricas

El entorno de trabajo *CST Studio Suite* permite la representación gráfica de diferentes maneras: 3D, 2D, curvas de nivel, etc.

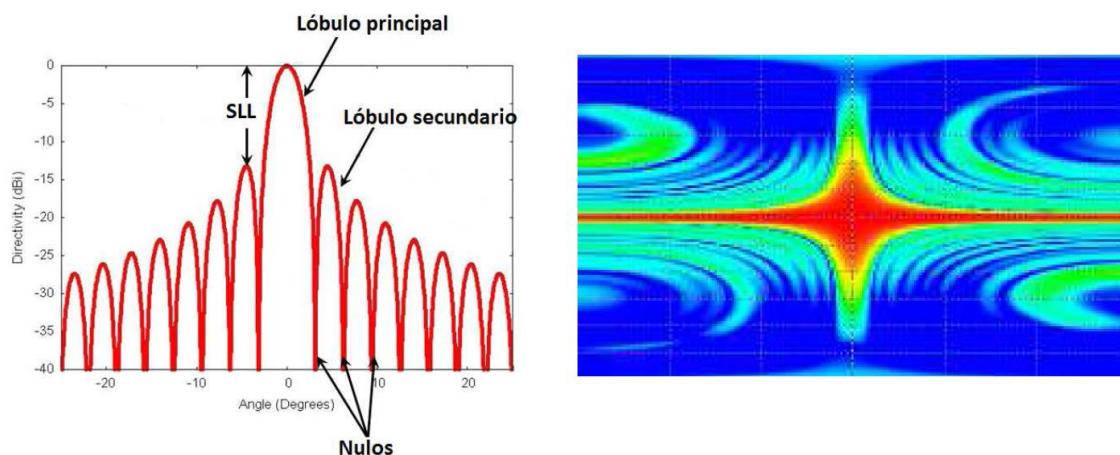


Ilustración 6. Diagrama de radiación - Representaciones gráficas 2D

2. Estado del arte

En el caso de antenas como la que va a desarrollarse en este trabajo (directivas y con polarización lineal) es fundamental conocer los diagramas de radiación en los dos planos principales (Plano E y Plano H).

- **Plano E:** Constituye el plano que contiene el vector de campo eléctrico \vec{E} y la dirección de máxima radiación.
- **Plano H:** Constituye el plano que contiene el vector de campo magnético \vec{H} y la dirección de máxima radiación.

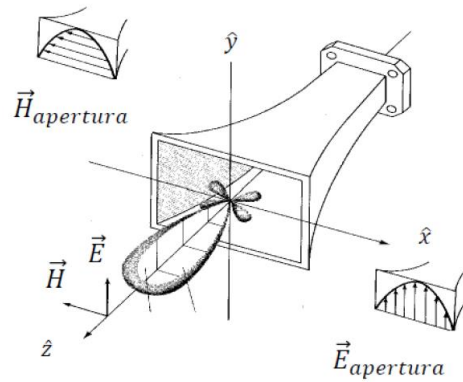


Ilustración 7. Diagrama de radiación - Planos de corte (Antena de bocina)

En base al diagrama de la Ilustración 7, la máxima radiación se dará según la dirección \hat{z} , donde el vector \vec{E} toma dirección según \hat{y} . Así, en referencia a la misma figura, el plano E será aquel plano del espacio que contenga el dicho vector, que en coordenadas cartesianas vendría definido como el **plano YZ**, o en coordenadas esféricas vendría definido como $\varphi = 90^\circ$ y θ variando. El mismo principio aplicaría para el plano H, donde el vector \vec{H} tiene dirección \hat{x} , con lo que en coordenadas cartesianas el plano XZ es el que contiene dicho vector, o en esféricas $\varphi = 0^\circ$ y θ variando. Ambos son perpendiculares entre sí.

La manera más común de representar diagramas de radiación suele ser en 2D y coordenadas esféricas o bien en coordenadas cartesianas para cada uno de los planos principales.

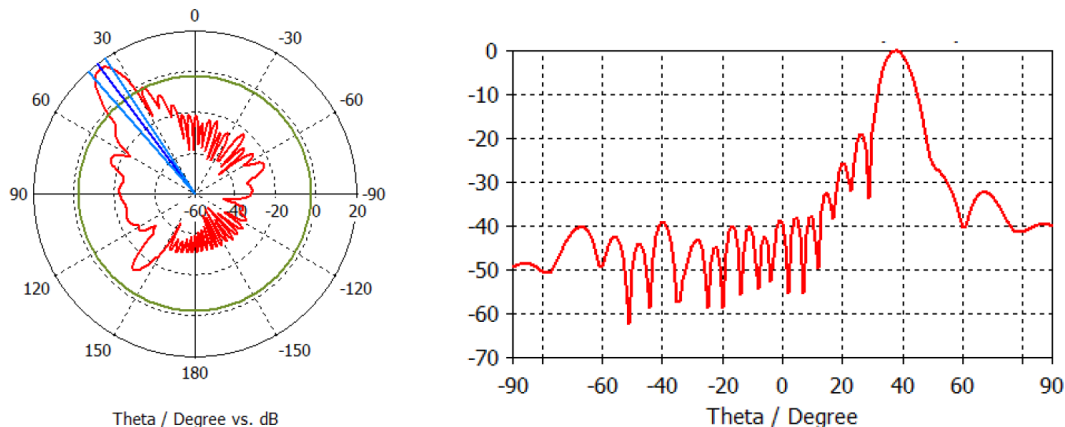


Ilustración 8. Diagrama de radiación - 2D coordenadas polares y cartesianas

2.4.4. Parámetros del diagrama de radiación

Una vez se ha obtenido el diagrama de radiación, se ha de interpretar en base a ciertos parámetros de importancia.

- **Lóbulo:** constituyen la base del diagrama de radiación. Se trata de porciones del diagrama delimitadas por regiones de radiación más débiles. Pueden distinguirse:
 - Lóbulo principal: contiene la dirección de máxima radiación (Véase Ilustración 9).

2. Estado del arte

- Lóbulos secundarios: todos aquellos distintos al lóbulo principal (Véase Ilustración 9).
- Lóbulos laterales: dos lóbulos secundarios adyacentes al lóbulo principal (Véase Ilustración 9).
- Lóbulo posterior: lóbulo secundario que se encuentra en torno a 180° respecto del lóbulo principal (Véase Ilustración 9).
- **Side Lobe Level (SLL)**: el cociente en dB del valor máximo del lóbulo principal entre el valor máximo del lóbulo adyacente (Véase Ilustración 9).
- **Ancho de haz a -3 dB**: intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencia máxima (Véase Ilustración 9).

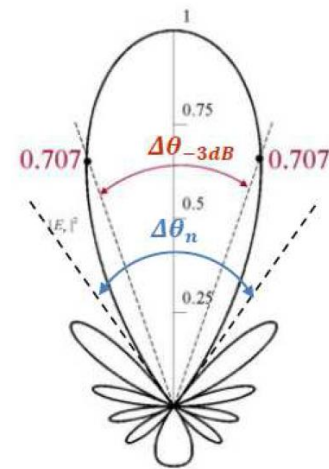
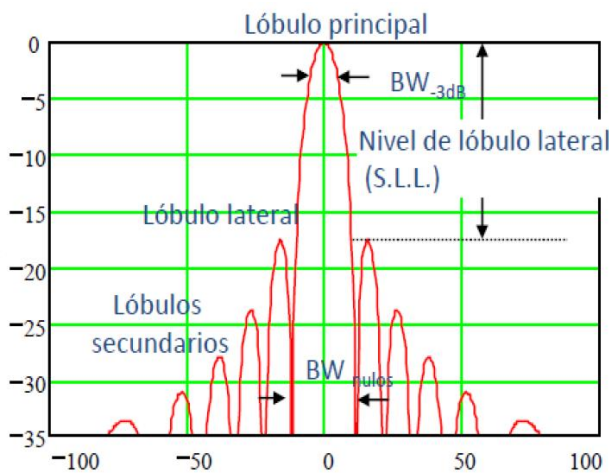


Ilustración 9. Parámetros del diagrama de radiación

2.4.5. Conceptos previos sobre antenas

2.4.5.1. Ángulo sólido

Se define como la zona del espacio abarcada por un cono formado por una sucesión de líneas radiales con vértice en el centro de una esfera. La unidad de medida del ángulo sólido es el **estereoradián**, correspondiente al ángulo sólido abarcado por una superficie esférica de valor r^2 , situada sobre una esfera de radio r .

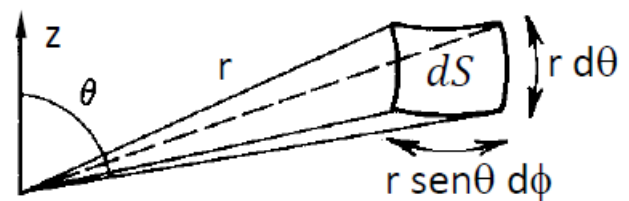


Ilustración 10. Ángulo sólido

$$d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi$$

Ecuación 13. Ángulo sólido

2. Estado del arte

2.4.5.2. Intensidad de radiación

Se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido y representa la capacidad que tiene una antena para radiar energía en una determinada dirección.

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}(\text{en un } dS)}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| dS}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|$$

Ecuación 14. Intensidad de radiación

Donde $\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle$ es el **vector de Poynting** que corresponde a la densidad de potencia transportada por la onda esférica radiada por la antena, cuya unidad en el Sistema Internacional es $[W/m^2]$.

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{1}{2\eta_0} \frac{[|F_\theta(\theta, \phi)|^2 + |F_\phi(\theta, \phi)|^2]}{r^2} \hat{r}$$

Ecuación 15. Vector de Poynting

2.4.5.3. Ganancia directiva y Directividad

Se define como la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio, y la de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total. Donde la intensidad de radiación de una antena isotrópica sería:

$$U_{iso} = \frac{P_{rad}}{\Lambda_{iso}} = \frac{P_{rad}}{\int d\Lambda} = \frac{P_{rad}}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

Ecuación 16. Intensidad de radiación de una antena isotrópica

Una vez se tiene una ecuación que defina la intensidad de radiación de una antena isotrópica, se puede aplicar en la ecuación de ganancia directiva:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{P_{rad}}$$

Ecuación 17. Ganancia directiva

Sus unidades son los **dB_i** (dB relativos a la antena isotrópica). Un caso de estudio de interés sería en la dirección de máxima radiación, lo que daría lugar a la **Directividad**:

$$D_0 = D(\theta_0, \phi_0) \geq 0 \text{ dB}_i$$

Ecuación 18. Directividad

2.4.5.4. Ganancia de potencia

Se define como la relación en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada de la antena bajo análisis.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{P_{ent}}$$

Ecuación 19. Ganancia de potencia

Si se particulariza la Ecuación 19 en la dirección de máxima radiación, de manera análoga a como se ha hecho en el punto 2.4.5.3, se obtiene la **Ganancia máxima**:

$$G_0 = G(\theta_0, \phi_0) \geq 0 \text{ dBi}$$

Ecuación 20. Ganancia máxima

Sus unidades son los **dBi**, al igual que la ganancia directiva.

2.4.5.5. Eficiencia

Un parámetro importante de cualquier antena es su eficiencia de radiación. Aporta una idea sobre el rendimiento de radiación del sistema radiante y se considera una medida de las pérdidas totales en los terminales de entrada y en la estructura de la antena. Se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia entrante en la antena:

$$\zeta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}}$$

Ecuación 21. Eficiencia total de la antena

Esta definición permite establecer una relación directa entre la **ganancia directiva** (Véase 2.4.5.3) y la **ganancia de potencia** (Véase 2.4.5.4):

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = \zeta_{tot} 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = \zeta_{tot} D(\theta, \phi)$$

Ecuación 22. Eficiencia total de la antena - Relación entre ganancia directiva y de potencia

2.4.6. Polarización

Se define como la variación temporal de la orientación del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio. Esa variación que sufre el campo y su sentido de giro traza una figura vista desde la antena que es la que define el tipo de polarización. En un caso general dicha figura se conoce por **elipse de polarización**.

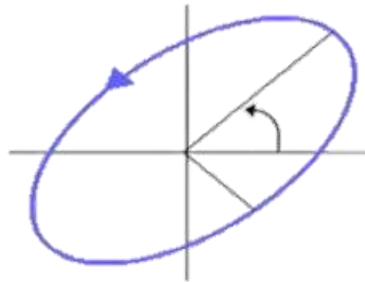


Ilustración 11. Elipse de polarización

A partir del concepto de polarización, nace el parámetro **AR** denominado **relación axial** o **axial ratio**, el cual indica cuál de los tres tipos de polarización tiene el campo eléctrico. El AR se define como el cociente entre eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, y los valores que puede tomar oscilan en $1 \leq AR \leq \infty$:

$$AR = \frac{M}{N}$$

Ecuación 23. Axial ratio

2. Estado del arte

Se distinguen tres tipos de polarizaciones:

- **Polarización lineal:** La figura trazada durante la variación temporal es un segmento. Puede ser tanto vertical como horizontal. Se produce cuando las componentes \hat{x} e \hat{y} están en fase (0°) o en contrafase (180°). El Axial Ratio toma valor de ∞ .

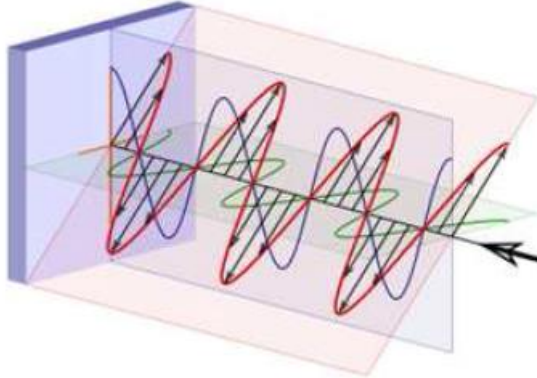


Ilustración 12. Polarización lineal

- **Polarización circular:** La figura trazada por el vector de campo en el tiempo es una circunferencia. Puede ser circular a derechas o a izquierdas. Se produce cuando tanto la componente \hat{x} como la componente \hat{y} tienen la misma amplitud y son ortogonales entre sí. El sentido de giro ("a derechas" o "a izquierdas") depende del desfase entre las componentes, es decir, para un desfase de $+90^\circ$ se tiene una polarización a izquierdas; por el contrario, con -90° se tendría una polarización a derechas. El Axial Ratio vale 1 en este caso.

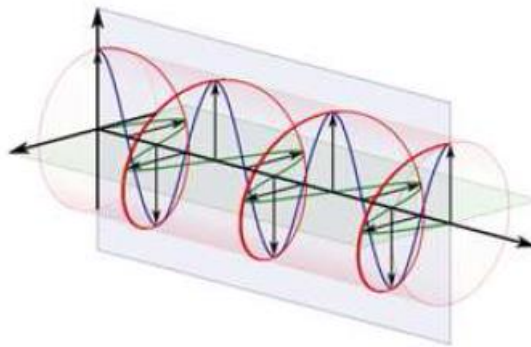


Ilustración 13. Polarización circular

- **Polarización elíptica:** El extremo del campo eléctrico gira dibujando una elipse con el paso del tiempo. Se produce en el resto de casos y su sentido también puede ser a derechas (desfase negativo) o a izquierdas (desfase positivo). Su Axial Ratio toma valores de $1 < AR < \infty$.

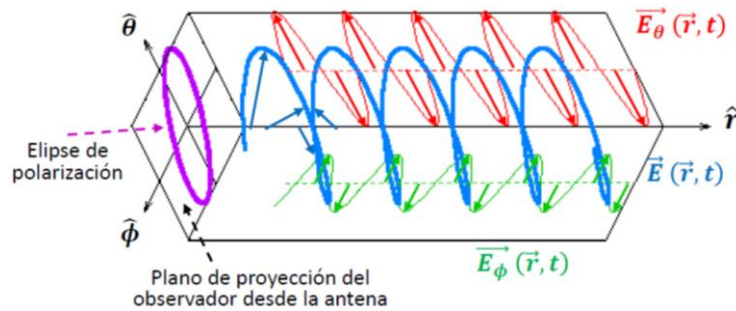


Ilustración 14. Polarización elíptica

2.5. Guía de onda

Este apartado se centrará en conceptos básicos sobre la guía de onda, y en especial en la guía de onda cuadrada, la cual es sujeto de estudio y diseño de este trabajo de fin de grado.

2.5.1. Definición

Una guía de onda es un medio de transmisión formado por una estructura de naturaleza metálica que encierra un material dieléctrico en su interior (Véase Ilustración 15). Es uno de los medios de transmisión con más bajas pérdidas que existen, debido a que reduce notablemente la disipación de potencia, y por eso es común su uso para transportar señales en altas frecuencias.

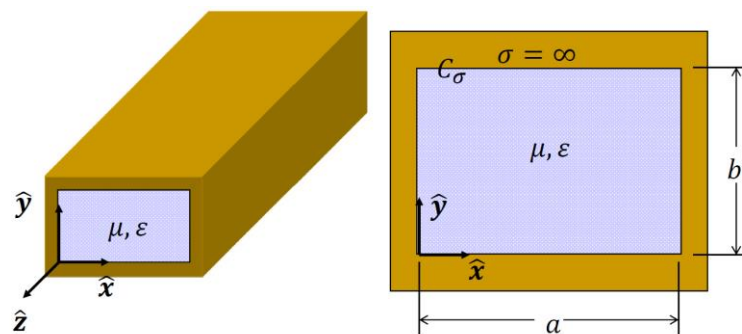


Ilustración 15. Guía de onda

2.5.2. Modos de transmisión

Las señales que se propagan a través de la guía de onda pueden hacerlo en distintos **modos de transmisión** dependiendo de la frecuencia de excitación. Dichos modos surgen de la solución de las ecuaciones de Maxwell, clasificándose en cuatro grupos en función de la componente vectorial en la dirección de propagación:

- **Modo transversal eléctrico (TE):** la componente de campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.

2. Estado del arte

- **Modo transversal magnético (TM):** la componente de campo magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modo transversal electromagnético (TEM):** las componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación son nulas.
- **Modos híbridos:** existe componente de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

La guía de onda en la que se centra este trabajo está formada por un solo conductor y un solo dieléctrico lo que originará infinitos modos TE y TM.

De todos estos modos solo se propagarán aquellos cuya frecuencia de corte sea inferior a la frecuencia de excitación de la señal; aquellos modos con frecuencia de corte superior a la de excitación se atenuarán muy rápidamente. Dado que la guía que se utilizará será cuadrada, la carta de modos quedará:

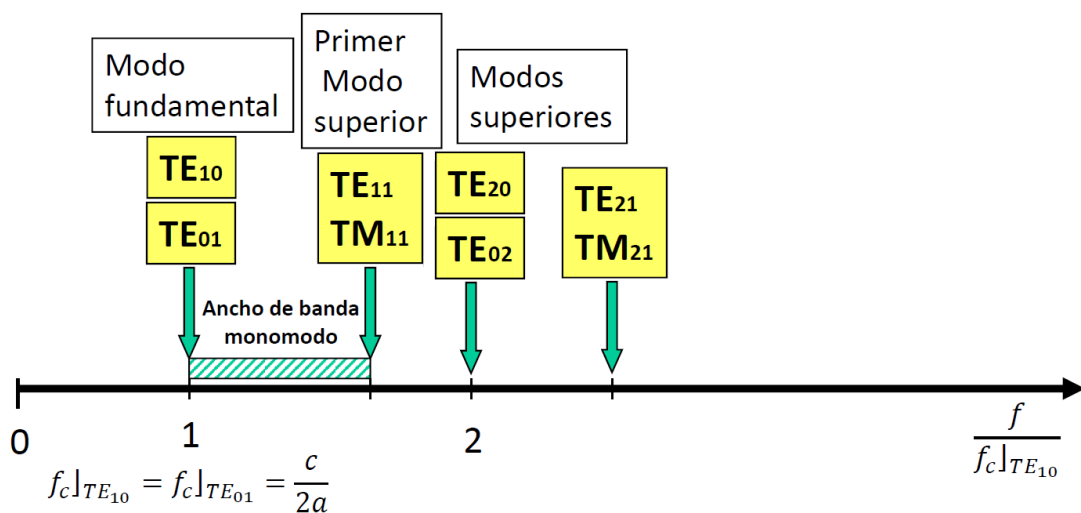


Ilustración 16. Guía de onda - Carta de modos

El primer modo que se propague se denomina **modo fundamental**. Todos los modos con frecuencia de corte superior a la del modo fundamental se denominan **modos superiores**. El ancho de banda comprendido entre el modo fundamental y el primer modo superior se llama **ancho de banda monomodo**, ya que en ese rango de frecuencias solo se transmitirá el fundamental. En el caso de la guía cuadrada, dadas las dimensiones, se generarán modos con la misma frecuencia de corte (como es el caso de los dos modos fundamentales TE_{10} y TE_{01}) se denominan **modos degenerados**.

Para calcular las frecuencias de corte de cada modo que se transmite a través de la guía de onda se debe utilizar la siguiente ecuación:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

Ecuación 24. Frecuencia de corte

La frecuencia de corte permite calcular la longitud de onda de la señal en la guía de onda, un parámetro interesante a la hora del diseño de antenas alimentadas por este medio de transmisión. Dicha longitud de onda viene definida como:

$$\lambda_{g,m,n} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,m,n}}{f}\right)^2}}$$

Ecuación 25. Longitud de onda en la guía de onda

2.6. Elemento radiante

En este trabajo el elemento radiante que se utilizará son las **ranuras**. Dado que en este trabajo se desarrollan las ranuras sobre guía de onda, la explicación que se hará a continuación será sobre antenas de este tipo.

2.6.1. Definición

Las ranuras se constituyen como pequeñas aperturas en un conductor metálico, a través de las cuales la señal se escapa en forma de radiación.

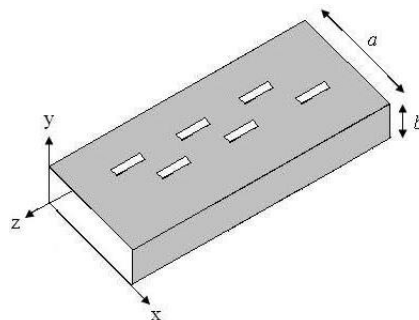


Ilustración 17. Elemento radiante - Antena de ranuras

Como toda antena, la ranura debe ser excitada por una corriente. Este tipo de antenas se excitan cuando la corriente las atraviesa. Cuanto mayor sea la dimensión de la ranura, transversal a las líneas de corriente, mayor será la potencia que acople. Para conseguir un efecto completo de acoplamiento de potencia, la ranura debe ser completamente ortogonal a las líneas de corriente que la atraviesen.

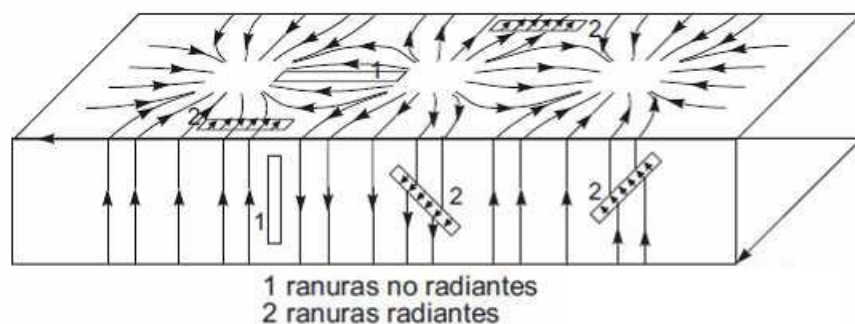


Ilustración 18. Elemento radiante - Excitación de las ranuras

2. Estado del arte

2.6.2. Trabajo previo

Anteriormente en el grupo *RFCAs* de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid se ha estado investigando sobre este tipo de elementos radiantes alimentados sobre guía de onda. El objetivo era similar al de este trabajo: diseñar una array lineal de ranuras sobre guía de onda.

Al contrario que en este trabajo, el material de la guía de onda era el dieléctrico FR-4 rellena de aire y las ranuras iban metalizadas en su interior. [1, p. 21]

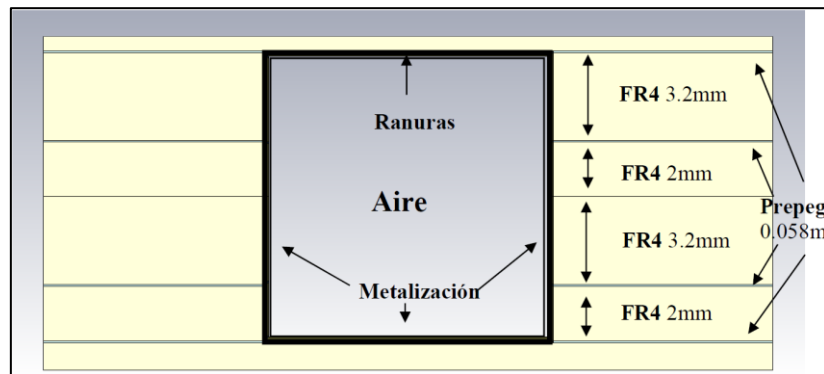


Ilustración 19. Elemento radiante - Trabajo previo (I)

Debido a que la constante dieléctrica del aire es muy baja ($\epsilon = \epsilon_0$), la separación entre los elementos era tan pequeña que acababan solapándose, ya que la λ de un modo TE siempre es mayor que la λ de un modo TEM, y en concreto si la guía está rellena de aire – como es el caso – la diferencia entre ambas es mucho mayor. Desde el punto de vista de antenas, la longitud de onda que se utiliza es la del vacío (λ_0), lo que implica que separar los elementos a dicha longitud de onda generaría *grating lobes*¹. Más adelante en el punto 3.4.2 se explica cómo se aborda en este TFG este problema. Es por ello que se tuvo que rediseñar el elemento unitario, de modo que alcanzara los mismos acoplos pero con ranuras más pequeñas. Así se llegó al siguiente diseño del elemento radiante:

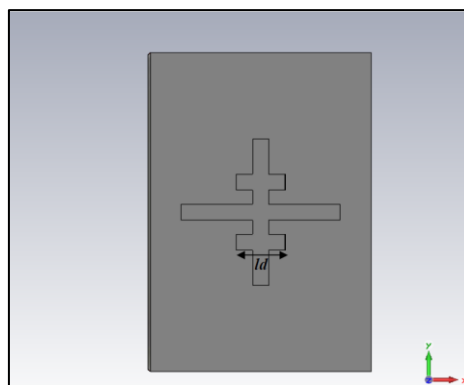


Ilustración 20. Elemento radiante - Trabajo previo (II)

¹ Explicado en el punto 3.4.2 Ley de alimentación de esta memoria.

2.7. Array lineal

Se definen como agrupaciones de N elementos radiantes distribuidos a lo largo de una línea recta y separados por una distancia d , ya sea fija o variable. Si la distancia d entre elementos es siempre constante, se denomina **array equiespaciado**.

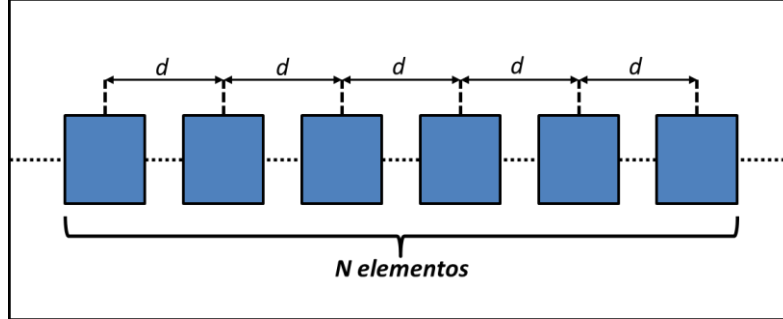


Ilustración 21. Array lineal equiespaciado

Uno de los parámetros interesantes a calcular en un array es el campo radiado por el mismo, dado como la suma de los campos radiados por todos los elementos del array. Así aparece el concepto de **factor de array**, que permitirá conocer el diagrama de radiación del array, y con ello el campo radiado por el mismo.

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n}$$

Ecuación 26. Factor de array

Donde:

- $A_n = a_n \cdot e^{j\alpha_n}$
- $\hat{r} = \sin \theta \cdot \cos \phi \cdot \hat{x} + \sin \theta \cdot \sin \phi \cdot \hat{y} + \cos \theta \cdot \hat{z}$
- $r_n = x_n \hat{x} + y_n \hat{y} + z_n \hat{z}$

El factor de array no es más que un factor genérico del array lineal para el cálculo del campo radiado. Dicho factor de array determinará la forma del diagrama de radiación normalizado, al que solo le quedaría multiplicar el módulo de campo del elemento que conforma el array:

$$|E_A(r, \theta, \phi)| = |E_0(r, \theta, \phi)| \cdot |F_A(\theta, \phi)|$$

Ecuación 27. Amplitud del campo radiado por el array

Los parámetros definidos en el factor de array, como los coeficientes de alimentación y el desfase entre elementos dependen de la ley de excitación utilizada en el array. Se distinguen varias:

- Fase progresiva, $A_n = a_n \cdot e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Uniforme en amplitud y en fase, $A_n = 1, \forall n$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva, $A_n = e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Tipo *taper* (amplitud simétrica y decreciente hacia el borde)

3. Diseño de la antena

3.1. Introducción

En este capítulo se trata en primer lugar sobre el diseño y caracterización de la guía de onda que alimentará la antena de ranura. Completado este paso, se procede a diseñar y optimizar la estructura del elemento radiante para, posteriormente y a partir del mismo, diseñar la estructura del array lineal de ranuras.

3.2. Diseño de la guía de onda

3.2.1. Diseño y caracterización

Este apartado describe las pautas seguidas para la caracterización de la guía de onda. El primero objetivo que se marcó para el diseño de la estructura que iba a alimentar la apertura radiante, fue la permisión de dos modos transmitiéndose a la vez en la guía de onda. Es por ello que se eligió la forma cuadrada, que permitía que se transmitieran los modos TE₁₀ y TE₀₁ simultáneamente. Estos modos son ortogonales entre sí, con lo que no producen interferencias el uno frente al otro, permitiendo así la retransmisión de señales distintas en la misma banda de frecuencia.

Las dimensiones de la guía estaban limitadas por el tipo de sustrato que se fuera utilizar para rellenar por dentro la guía de onda. Se decidió utilizar el RF35 Taconic, el cual tenía una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.5$ y distintos espesores de sustrato: 0.25 mm, 0.5 mm, 0.76 mm y 1.52 mm.

Se debía elegir una dimensión que garantizara un ancho de banda monomodo el cual comprendiera la frecuencia de trabajo de la antena (17 GHz). Esto es, que la frecuencia de trabajo quede entre la frecuencia de corte del modo fundamental y el primero modo superior (Véase Ecuación 24).

En el primer diseño realizado se tomaron tres sustratos de 1.52 mm y uno de 0.76 mm, dando lugar a la dimensión $a = 5.32$ mm, originando una frecuencia de corte del modo fundamental en 15.071 GHz y una frecuencia de corte del primer modo superior en 21.314 GHz, lo que cumple las especificaciones. Sin embargo, tras varias pruebas realizadas en el capítulo de acoplos sobre este prototipo, dichas dimensiones originaban grandes reflexiones en las ranuras (por encima de -5 dB), lo que dificultaba la obtención de acoplos mayores a -8 dB. Por ello se procedió a aumentar el tamaño de la guía de onda, utilizando cuatro sustratos de 1.52 mm equivalentes a una dimensión $a = 6.08$ mm, que solventaba el problema de la reflexión en las ranuras.

3. Diseño de la antena

De modo que aplicando la Ecuación 24 y la Ecuación 25 quedaría una guía de onda con las siguientes parámetros característicos:

PARÁMETRO	VALOR
a	6.08 mm
ϵ_r	3.5
f_c^{TE10}	13.187 GHz
f_c^{TE01}	13.187 GHz
λ_g^{TE10}	14.947 mm

Tabla 1. Parámetros de la guía de onda

Dando lugar a la carta de modos de la guía de onda:

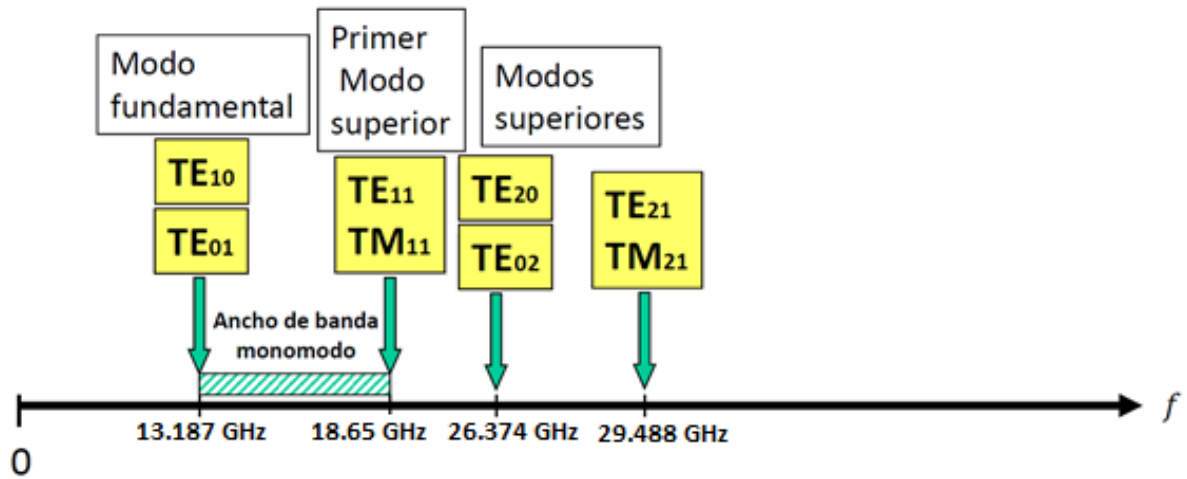


Ilustración 22. Carta de modos de la guía de onda cuadrada rellena de RF35 Taconic

3. Diseño de la antena

3.2.2. Sustratos apilados

Uno de los objetivos de este trabajo era conseguir una antena funcional para aplicaciones a 17 GHz. Se decidió utilizar el sustrato *RF35 Taconic* para rellenar la guía de onda. Se caracteriza por tener una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.5$. Apilar sustratos es una solución para poder utilizar una guía de onda de *RF35 Taconic* con las dimensiones que requiere la antena, ya que con un solo bloque de sustrato no se consigue una cavidad de 6.08 mm (el sustrato de mayor espesor es de 1.52 mm). Una de las formas de unir dos sustratos es utilizar entre ellos un compuesto denominado *prepreg*, formado por fibras que adquieren la forma de un tejido especial y se utiliza para unir componentes durante su fabricación.

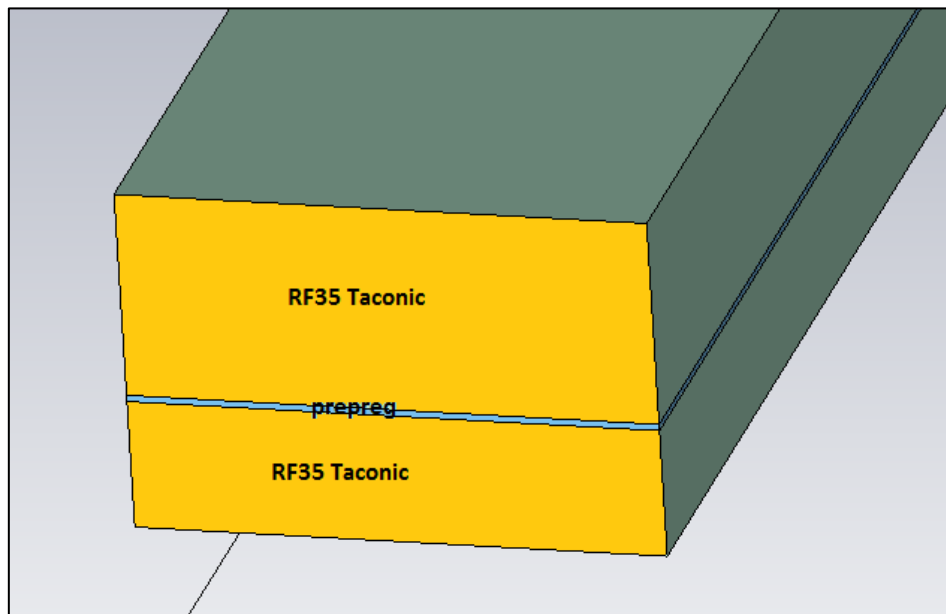


Ilustración 23. Sustratos apilados mediante *prepreg*

Una vez apilados los sustratos, se debe recubrir de metal todo el bloque para evitar que el campo eléctrico, que se propaga a través de la guía, se escape fuera de ella.

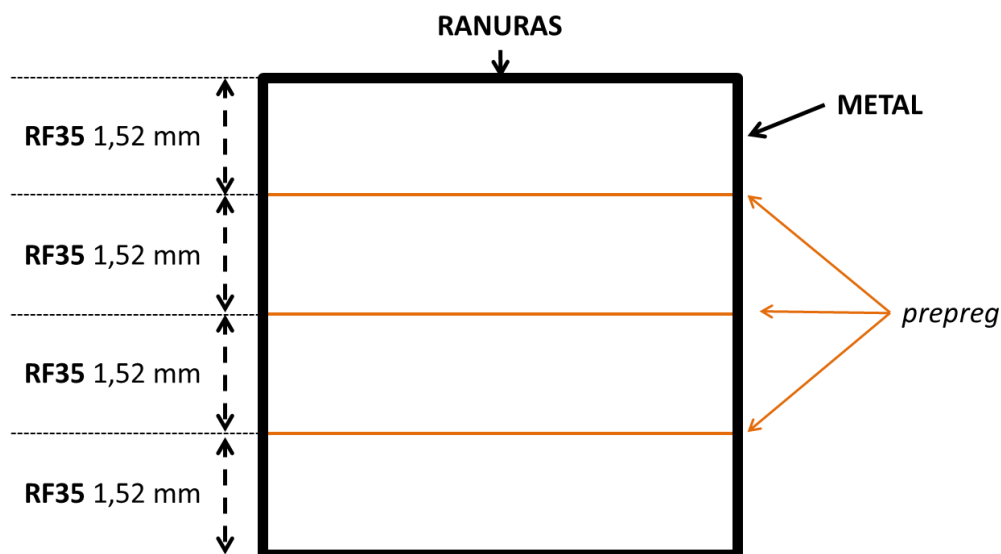


Ilustración 24. Esquema de guía de onda mediante sustratos apilados

3.3. Diseño del elemento unitario

El elemento unitario estará constituido por una ranura. La ranura como ya se ha introducido en el punto 2.6, consiste en una apertura en una superficie metálica que actúa como elemento radiante.

3.3.1. Diseño de la estructura

Dado que la guía de onda es cuadrada y permite la propagación simultánea de los modos TE₁₀ y TE₀₁, el elemento unitario constará de una ranura por cada modo, de manera que cada una de ellas radie la señal transportada por el modo que las atraviese ortogonalmente. Así, primeramente se debe estudiar el sentido de las corrientes que genera la guía de onda, para poder situar de manera óptima las ranuras.

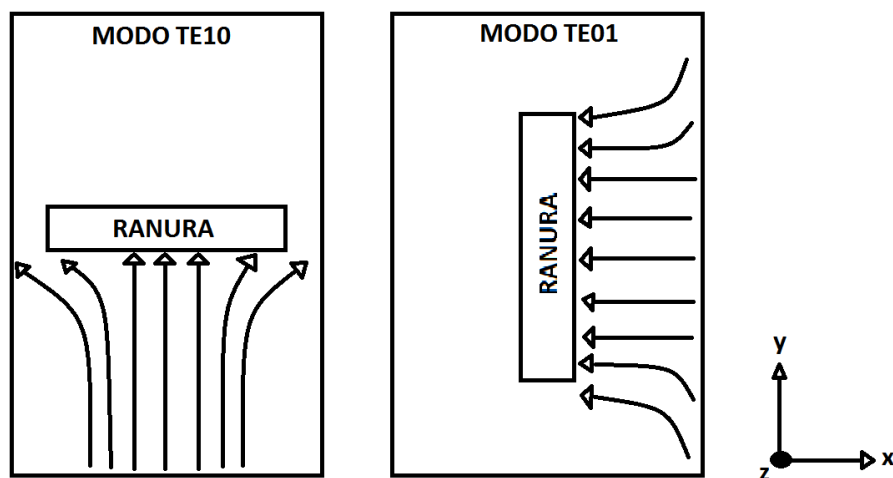


Ilustración 25. Líneas de corriente de los modos TE₁₀ y TE₀₁

Como puede observarse en la Ilustración 25, si el campo eléctrico en el modo TE₁₀ se propaga según el eje \hat{z} entonces las líneas de corriente superficial que circulan sobre el metal se propagarán por la superficie según la dirección \hat{y} . En el caso del modo TE₀₁, cuyas líneas de campo se propagan según el eje \hat{x} , generan unas líneas de corriente superficial que siguen la misma dirección. Teniendo en cuenta estos datos y la explicación que se ha hecho en el punto 2.6.1, se han de diseñar dos ranuras como las de la Ilustración 25. La primera ranura de la imagen, a partir de ahora denominada como **ranura transversal**, es ortogonal a las líneas de corriente generadas por el modo TE₁₀ y paralela a las del modo TE₀₁, con lo que se conseguirá acoplar máxima potencia de la señal transportada en el modo TE₁₀ y una potencia nula de la señal que se propague por el modo TE₀₁. Con la ranura situada en la segunda guía de onda de la imagen, a partir de ahora denominada como **ranura longitudinal**, ocurre justamente lo contrario: ortogonal a las líneas de corriente originadas por el modo TE₀₁ (radiación máxima) y paralela a las líneas de corriente del modo TE₁₀ (radiación nula). Es por este motivo que surge el elemento radiante como la unión de ambas ranuras en el elemento en cruz.

3. Diseño de la antena

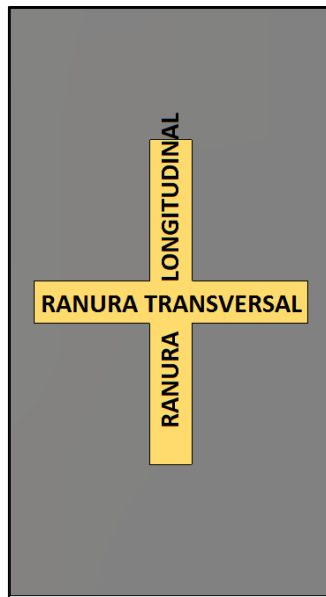


Ilustración 26. Diseño del elemento unitario - Elemento en cruz

Con la unión de las dos ranuras en el elemento en cruz, se consigue la polarización dual en la antena, uno de los objetivos del trabajo. En base a este diseño, surgen nuevos parámetros destinados a modelar dicho elemento:

- Longitud " l_x ": define la longitud de la ranura transversal que controla la cantidad de potencia radiada del modo TE₁₀. Este parámetro es variable, en función de la cantidad de potencia que se quiera radiar al medio.
- Longitud " l_y ": define la longitud de la ranura longitudinal que controla la cantidad de potencia radiada del modo TE₀₁. Este parámetro es variable, en función de la cantidad de potencia que se quiera radiar al medio.
- Anchura " w ": define la anchura de ambas ranuras. Su valor debe ser mucho menor que la longitud de onda. Este parámetro también afecta y controla en la cantidad de potencia radiada al exterior por la ranura, aunque en menor medida que las longitudes. En este trabajo se utilizará la misma anchura que en su predecesor, un valor de 0.8 mm, para ambas ranuras.

3.3.2. Análisis de la estructura

Una vez se ha realizado el diseño de la estructura, el siguiente paso es extraer información a través de ella. Para ello se utilizará el *Modelo de análisis de dos puertos*². Dicho modelo consiste en la simulación de la estructura utilizando la herramienta CST Studio Suite®. Para ello se han de definir previamente dos puertos:

El **puerto 1** consistirá en el puerto de entrada de la guía de onda, por donde entrará la señal que alimentará la guía de onda – en el caso del array alimentaría la antena completa – y excitará la(s) ranura(s); y el **puerto 2** será el puerto de salida, por donde saldrá toda la potencia restante, es decir, toda la señal que la ranura no haya sido capaz de radiar.

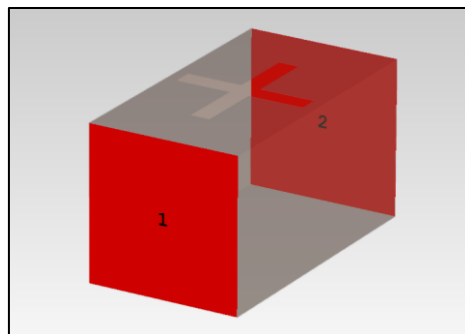


Ilustración 27. Estructura con dos puertos

Los puertos están estrechamente relacionados con los parámetros S (Véase 2.4.2):

- Parámetro S_{11} : referente a la cantidad de potencia que ha salido desde el puerto 1 y se ha visto reflejada (potencia reflejada). Se denomina parámetro o coeficiente de reflexión.
- Parámetro S_{21} : referente a la cantidad de potencia que ha salido desde el puerto 1 y ha conseguido transmitirse al puerto 2 (potencia transmitida). Se denomina parámetro o coeficiente de transmisión.

Una vez definidos ambos parámetros y en base al principio que rige cualquier circuito de dos puertos sin pérdidas, que define que toda la potencia que se refleja y toda la potencia que se transmite tiene que ser igual a toda la potencia entregada. Su expresión matemática viene dada como:

$$1 = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$$

Ecuación 28. Principio de potencia en un circuito de dos puertos sin pérdidas

Si ahora se añade el efecto que produce la ranura en la guía de onda, se puede definir un nuevo parámetro C_k el cual contempla cuanta potencia es capaz de transmitir el elemento radiante al medio. Teniendo en consideración que además de potencia reflejada y transmitida aparece una tercera que será la potencia radiada y ambas tres deben ser igual a la potencia entregada a la estructura, su expresión matemática surge como una extensión de la Ecuación 28, definiendo el parámetro de acoplamiento C_k como toda la potencia restante de la potencia entregada que no se ha reflejado ni transmitido. Dicho parámetro se expresará en dB.

$$C_k]_{dB} = 20 \log_{10} \left(\sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2} \right)$$

Ecuación 29. Parámetro de acoplamiento C_k

² Modelo de análisis del elemento radiante desarrollado en el trabajo fin de grado “Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual” [1, p. 26].

3. Diseño de la antena

3.3.3. Estudio de acoplamiento de la ranura

En base a los cálculos desarrollados en el punto anterior, el siguiente paso es realizar un estudio sobre la ranura y el coeficiente o parámetro de acoplo que puede llegar a obtener en función de la longitud. Cada ranura “controla” un modo de transmisión de manera independiente, de manera que un estudio interesante es analizar el comportamiento de la cada ranura, realizando un barrido de las longitudes de una ranura frente a la otra. Con este método se puede estudiar la capacidad de acoplo de cada ranura – y con ello de cada modo. Gracias a la herramienta **Template Based Post Processing**³ de CST Studio Suite® es posible calcular el parámetro C_k directamente desde el entorno de simulación.

Dado que las ranuras son independientes, la longitud de la ranura que no es objeto de estudio poco importa, ya que el efecto que puede producir sobre el parámetro C_k de la ranura estudiada es despreciable (décimas de dB en el peor de los casos). Por ello se escogerá un valor arbitrario de 3.5 mm.

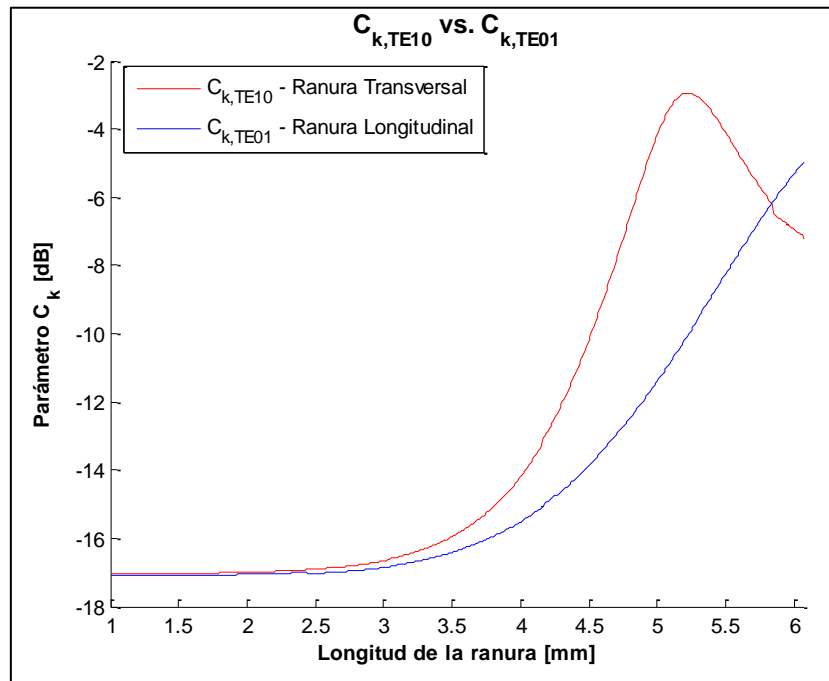


Ilustración 28. Parámetro C_k del elemento unitario

Como se puede apreciar, el parámetro C_k en un modo y en el otro, son bastante similares. Ambos dibujan una curva que, en el caso de la ranura transversal (modo TE10) alcanza su pico en torno a los 5.23 mm y después decae. Esto se debe a que las ranuras son aperturas resonantes y cuando se supera la longitud de resonancia el parámetro C_k comienza a decaer. La ranura longitudinal también alcanza su pico, pero más adelante ya que no tiene limitación de espacio por la guía de onda como le pasa a la ranura transversal (6.08 mm).

Al igual que se ha estudiado el comportamiento del parámetro de un modo/ranura frente a la otra, se puede realizar análogamente un estudio de la fase en función de la longitud de cada ranura. Para llevar a cabo dicho análisis se empleará un método

³ CST Studio Suite® permite al usuario modelar y combinar los resultados a través de la opción *Template Based Post Processing*, mediante la cual se han sacado muchos de los resultados de este TFG.

3. Diseño de la antena

distinto: se utilizarán monitores de campo, los cuales analizan el campo cercano que se genera en la ranura. Se tomarán las medidas desde un punto centrado en la ranura a una altura de medio milímetro.

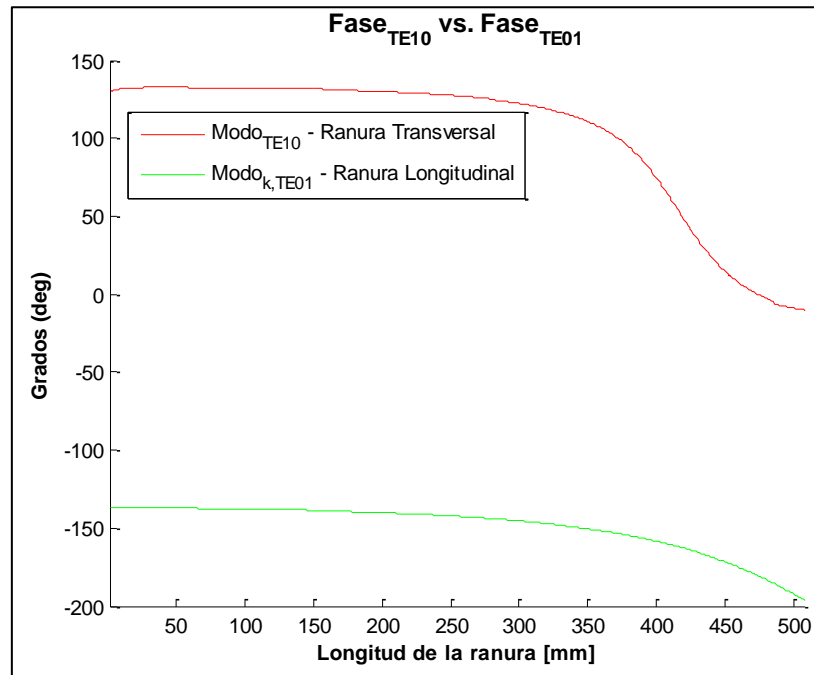


Ilustración 29. Fase del elemento unitario

3.4. Diseño del array de 24 elementos

El array se compone de 24 elementos basados en el elemento unitario que se estudió en el capítulo anterior. En primer lugar se elegirá la ley de alimentación que se encargará de excitar la estructura; en base a esta decisión se procederá al diseño de cada elemento del array para, por último, obtener resultados de simulaciones y realizar una comparativa con los resultados teóricos esperados.

3.4.1. Tipo de alimentación: alimentación por onda progresiva

Tal y como se comentó en la sección 2.7 la ley de alimentación definirá el factor de array y, por tanto, la forma del diagrama de radiación. Por ello es importante realizar un estudio previo.

Se utilizará un alimentación por onda progresiva, al igual que en el trabajo fin de grado predecesor [1, p. 31]. La señal es inyectada a través de uno de los extremos de la guía de onda, de manera que la potencia se va repartiendo a través de los elementos radiantes de forma progresiva. Utilizando este tipo de alimentación, la potencia que llega al primer elemento es superior que la que llega al segundo, ya que el primer elemento radiará parte de la potencia que le ha llegado, y así sucesivamente... es decir, la potencia que le llega al elemento $i-1$ siempre es mayor que la que le llega al elemento i . Teniendo esto en cuenta a la hora del diseño del array, conforme la señal se propague se necesitarán ranuras más grandes para radiar la potencia restante que les llega.

3. Diseño de la antena

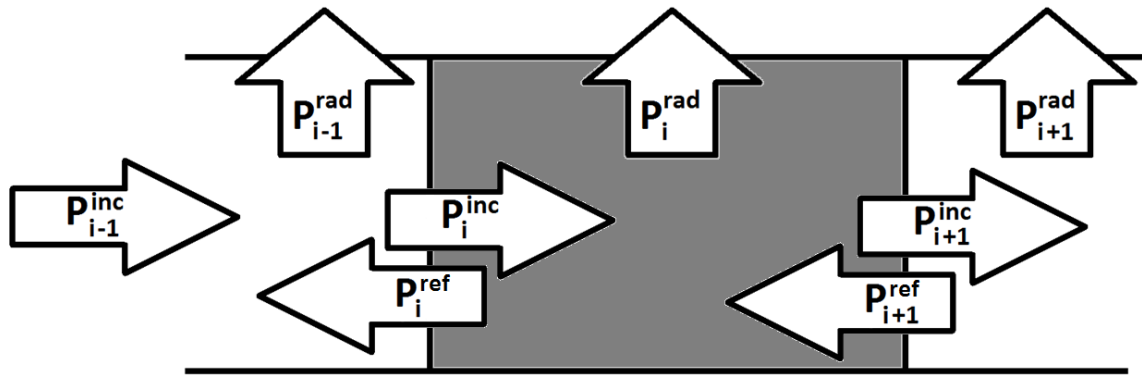


Ilustración 30. Alimentación en onda progresiva

El esquema gráfico de la Ilustración 30 representa cómo actuaría la alimentación en onda progresiva para N elementos en función de la potencia incidente, reflejada y radiada. Este comportamiento teórico se puede representar matemáticamente mediante una ecuación, asumiendo reflexiones tan pequeñas (Potencia reflejada $\rightarrow P_i^{ref} \approx 0$) en los elementos que se pueden despreciar:

$$P_i^{inc} = P_{i-1}^{inc} - P_{i-1}^{rad}$$

Ecuación 30. Alimentación por onda progresiva

Donde la potencia entregada al elemento i es igual a la potencia entregada al elemento $i-1$ restándole la potencia radiada por el elemento $i-1$.

3.4.2. Ley de alimentación

A la hora de elegir la ley de alimentación en el diseño de la antena, uno de los objetivos que se buscan es eliminar los *grating lobes*⁴, problema muy común en arrays lineales, ya que suponen grandes niveles de radiación y conllevan grandes pérdidas de potencia en direcciones indeseadas.

A partir de la ley de alimentación se obtendrá el factor de array que da lugar el diagrama de radiación. El factor de array se define en base a dos parámetros:

- **Módulo de los coeficientes de alimentación (a_n):** Influyen directamente en la anchura de haz del lóbulo principal y en el nivel de los lóbulos laterales, también conocido como *SLL*.

⁴ El *grating lobe* es un lóbulo secundario con una amplitud inusualmente grande que se aproxima o es igual a la del lóbulo principal y que apunta a una dirección del espacio. Los *grating lobes* son muy comunes en arrays lineales con una separación entre elementos superior a $\lambda/2$.

3. Diseño de la antena

- **Fase de los coeficientes de alimentación (α):** La fase de los coeficientes depende de la separación entre los elementos radiantes de la estructura. Influye directamente en el apuntamiento de la antena. En el caso de un desfase progresivo, sería necesario una separación entre elementos de λ_g para conseguir un array *broadside* con un desfase de 0° (Véase Ecuación 31) y un apuntamiento máximo en $\theta_0 = 0^\circ$. Sin embargo esto supondría tener una separación entre elementos mayor a $\lambda_0/2$, distancia límite a partir de la cual pueden aparecer *grating lobes*.

$$\beta \cdot d = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \lambda_g = 2\pi = 0^\circ, \forall d = n\lambda_g$$

Ecuación 31. Fase array broadside

Cómo se ha visto la distancia de separación entre elementos juega un papel determinante en la fase de los coeficientes de alimentación. La elección de la distancia de separación entre elementos está fundamentada en la teoría de reflexión por pequeña señal. Según dicha Tª, la reflexión total entre dos elementos viene dada por la siguiente expresión:

$$\rho_T = \rho_1 + \rho_2 e^{-2j\beta d}$$

Ecuación 32. Reflexión por pequeña señal

Si se aplica la Ecuación 32 para una distancia d de $\lambda_g/2$ se estarían sumando ambas reflexiones lo que generaría una adaptación pésima de la antena. Con lo que para llegar al objetivo de minimizar al máximo dicha reflexión es necesario que ρ_1 y ρ_2 sean muy parecidos y que se anulen, para ello necesariamente

$e^{-2j\beta d} = -1$ que implica que:

$$\beta d = \frac{\pi}{2} \rightarrow d = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_g}{2\pi} = (2n+1) \frac{\lambda_g}{4}$$

Ecuación 33. Distancia entre elementos

Con lo que quedarían dos opciones: $d = \frac{\lambda_g}{4}$ // $d = \frac{3\lambda_g}{4}$

En el trabajo de fin de grado anterior [1, p. 33] se utilizó la distancia $\frac{\lambda_g}{4}$ debido a que la distancia $\frac{3\lambda_g}{4}$ superaba $\frac{\lambda_0}{2}$ y había altas probabilidades de generar *grating lobes*. En consecuencia se tuvieron problemas de solapamiento entre los elementos por las ranuras longitudinales más largas, debido a la corta separación. Sin embargo, este trabajo se ha desarrollado con un dieléctrico rellenando la guía con $\epsilon_r = 3.5$ que consigue que λ_g sea menor que λ_0 (aproximadamente un 15% más pequeña) lo que proporciona un margen para poder separar los elementos a $\frac{3\lambda_g}{4}$ y evitar así posibles solapamientos entre ranuras, como se verá más adelante. El problema del *grating lobe* sigue estando presente ya que $\frac{3\lambda_g}{4} = 0.635\lambda_0 = 11.21 \text{ mm} > \frac{\lambda_0}{2} = 8.824 \text{ mm}$. No obstante en la práctica, los *grating lobes* se suelen generar por distancias cercanas a λ_0 . En el siguiente capítulo se verá cómo se afronta este problema.

3. Diseño de la antena

La ley de alimentación que se utilizará es una *taper* con distribución de Taylor a -28 dB, ya que la caída progresiva del módulo de los coeficientes genera una reducción del SLL a pesar de ensanchar el lóbulo principal y reducir la directividad.

Elemento n	Amplitud $ A_n $	Fase (grados) $\angle A_n$
1	0.150477	0
2	0.230838	90
3	0.321016	180
4	0.418153	270
5	0.518808	0
6	0.619132	90
7	0.715065	180
8	0.802562	270
9	0.877815	0
10	0.937472	90
11	0.978832	180
12	1	270
13	1	0
14	0.978832	90
15	0.937472	180
16	0.877815	270
17	0.802562	0
18	0.715065	90
19	0.619132	180
20	0.518808	270
21	0.418153	0
22	0.321016	90
23	0.230838	180
24	0.150477	270

Tabla 2. Ley de alimentación del array (Taylor a -28 dB)

Como se ha comentado, con la ley de alimentación se puede obtener directamente el factor de array F_A que se parecerá mucho en la forma al diagrama de radiación, ya que lo único que le falta es estar multiplicado por el módulo del campo de cada elemento del array.

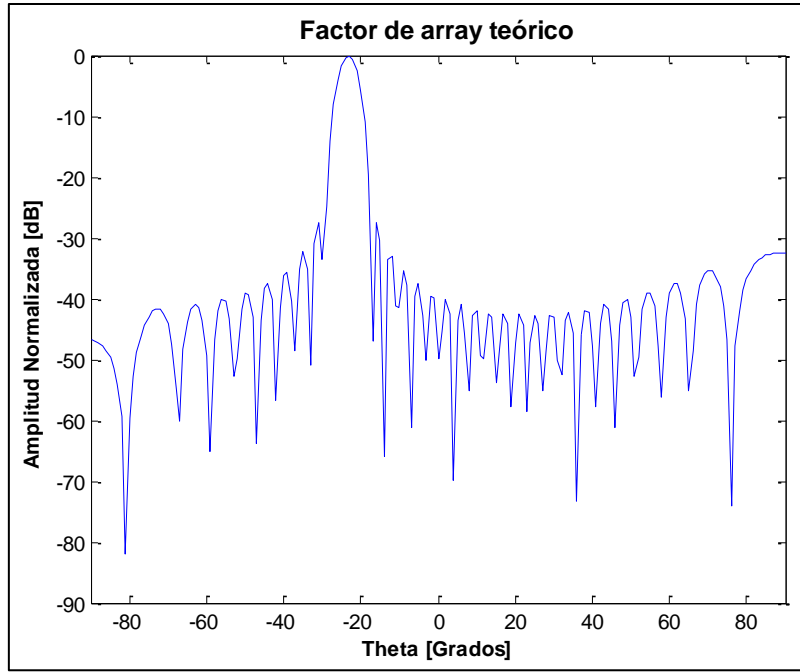


Ilustración 31. Factor de array teórico de la antena

Teóricamente, conforme a todos los parámetros definidos, la antena debería tener un desapuntamiento de $\theta = -23^\circ$ y un $SLL = -27.5 \text{ dB}$.

3.4.3. Coeficientes de acoplo del array

Una vez se han definido las amplitudes de la ley de alimentación, a partir de estos valores se pueden obtener los valores teóricos del parámetro C_k que deberían tener cada uno de los elementos del array. Dichos valores surgen a raíz de la siguiente ecuación:

$$|C_{k,n}| = \frac{P_{n,rad}}{P_{n,inc}} = \frac{|A_n|^2}{\left(\frac{\sum_{i=1}^N |A_i|^2}{1-t} - \sum_{i=1}^{n-1} |A_i|^2\right)}$$

Ecuación 34. Parámetro C_k teórico del array

Donde:

- $C_{k,n}$: coeficiente de acoplo del elemento “n” del array.
- $P_{n,rad}$: potencia radiada por el elemento “n” del array.
- $P_{n,inc}$: potencia de entrada en el elemento “n” del array.
- $|A_n|$: amplitud de alimentación del elemento “n” del array.
- t : tanto por ciento de la potencia residual o potencia que no acopla la antena.
- N : número total de elementos del array.

3. Diseño de la antena

El parámetro " t " se elige en función de la capacidad de acoplamiento real que tenga cada elemento de la antena. Dado que el elemento radiante óptimo, es capaz de acoplar:

	MODO TE10 – Ranura transversal	MODO TE01 – Ranura longitudinal
C_k [dB]	-2.9514	-4.4863

Tabla 3. Parámetro C_k con dimensiones óptimas del elemento radiante

Dicho parámetro C_k se verá limitado por la ranura longitudinal. Por ello se decidió continuar con el diseño utilizado en el anterior TFG [1, p. 35] y utilizar una potencia residual del 2 %.

Elemento n	Amplitud	C_k (t=0)	C_k (t=0,02)
1	0.150477	-27,0721	-27,1598436
2	0.230838	-23,3468	-23,4347398
3	0.321016	-20,4623	-20,5506145
4	0.418153	-18,1269	-18,2160162
5	0.518808	-16,1861	-16,2765973
6	0.619132	-14,5448	-14,6374813
7	0.715065	-13,1383	-13,2343177
8	0.802562	-11,9195	-12,0203686
9	0.877815	-10,8525	-10,960201
10	0.937472	-9,909	-10,0261984
11	0.978832	-9,0662	-9,19652763
12	1	-8,3054	-8,45392511
13	1	-7,6112	-7,78494781
14	0.150477	-6,9704	-7,1796589
15	0.230838	-6,3714	-6,63177513
16	0.321016	-5,804	-6,13949304
17	0.418153	-5,2585	-5,70751235
18	0.518808	-4,7248	-5,35119896
19	0.619132	-4,1917	-5,10484873
20	0.715065	-3,6447	-5,03714205
21	0.802562	-3,0613	-5,27675606
22	0.877815	-2,3975	-6,0443041
23	0.937472	-1,538	-7,66717699
24	0.978832	0	-10,5688753

Tabla 4. Parámetro C_k de cada elemento del array en función de la potencia residual

Donde los elementos en rojo serían aquellos coeficientes de acoplo que son imposibles de conseguir con el diseño actual.

3.4.4. Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos

Una vez se ha estudiado el elemento radiante, se puede proceder a diseñar el array lineal de 24 elementos. El procedimiento es sencillo, ya que únicamente hay que ir ajustando las dimensiones de cada elemento hasta alcanzar la radiación esperada (Véase Tabla 4). En este primer diseño no se tienen en cuenta el efecto de acoplos mutuos entre ranuras, ya que el estudio del elemento radiante se ha hecho solo con uno, sin tener en cuenta el efecto que causan los elementos de su alrededor.

Así tras un ajuste de las dimensiones de cada elemento del array buscando los niveles de radiación esperados teóricamente, quedarían las siguientes dimensiones:

Elemento n	Longitud ranura transversal [mm]	Longitud ranura longitudinal [mm]	C_k (t=0,02) [dB]	C_k TE10 [dB]	C_k TE01 [dB]
1	0,95	0,95	-27,159844	-23,405	-23,398
2	0,95	0,95	-23,43474	-23,405	-23,398
3	3,3	3,48	-20,550615	-20,561	-20,54
4	3,7	3,98	-18,216016	-18,207	-18,22
5	3,95	4,32	-16,276597	-16,236	-16,281
6	4,12	4,59	-14,637481	-14,667	-14,601
7	4,25	4,8	-13,234318	-13,282	-13,228
8	4,36	4,97	-12,020369	-12,039	-12,057
9	4,45	5,13	-10,960201	-10,96	-10,969
10	4,52	5,27	-10,026198	-10,09	-10,019
11	4,59	5,39	-9,1965276	-9,1867	-9,2067
12	4,64	5,5	-8,4539251	-8,5196	-8,45
13	4,69	5,6	-7,7849478	-7,7759	-7,7927
14	4,73	5,7	-7,1796589	-7,2373	-7,1686
15	4,77	5,79	-6,6317751	-6,6995	-6,6327
16	4,81	5,88	-6,139493	-6,1617	-6,1095
17	4,85	5,96	-5,7075124	-5,6445	-5,6919
18	4,87	6,03	-5,351199	-5,3949	-5,3543
19	4,89	6,09	-5,1048487	-5,151	-5,0902
20	4,9	6,1	-5,0371421	-5,0302	-5,0474
21	4,88	6,05	-5,2767561	-5,2713	-5,2659
22	4,82	5,89	-6,0443041	-6,0302	-6,0554
23	4,7	5,62	-7,667177	-7,6411	-7,6659
24	4,48	5,19	-10,568875	-10,571	-10,552

Tabla 5. Longitudes y coeficientes de acoplo del array sin compensación de acoplos

3. Diseño de la antena

De modo que el diseño del array lineal quedaría:

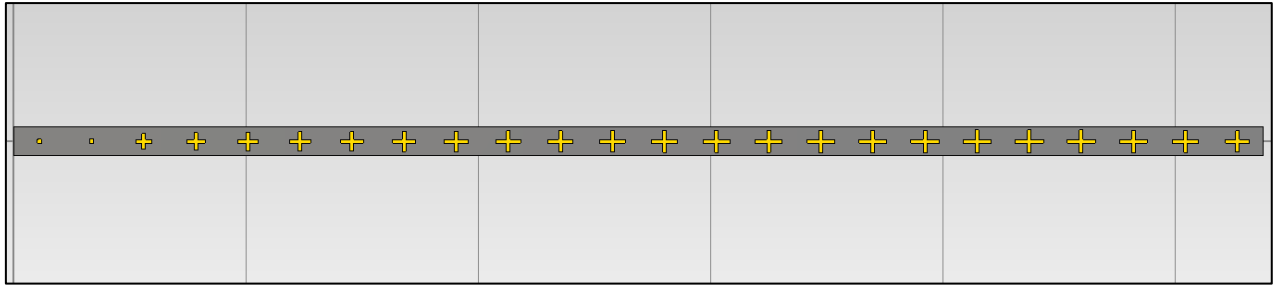


Ilustración 32. Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos

Se puede observar como el elemento número uno y el número dos son iguales debido a que el mínimo acoplo que se consigue sin tener en cuenta los acoplos mutuos es de -23 dB. más adelante, donde sí se tendrán en cuenta los acoplos, este *gap* se verá solventado.

Un parámetro interesante que nos puede dar una idea del rendimiento de la antena es la reflexión (parámetro S_{11}), que está muy por debajo de los -20 dB (-26 dB para el modo TE₁₀ y -31 dB para el TE₀₁) en ambos modos (Véase).

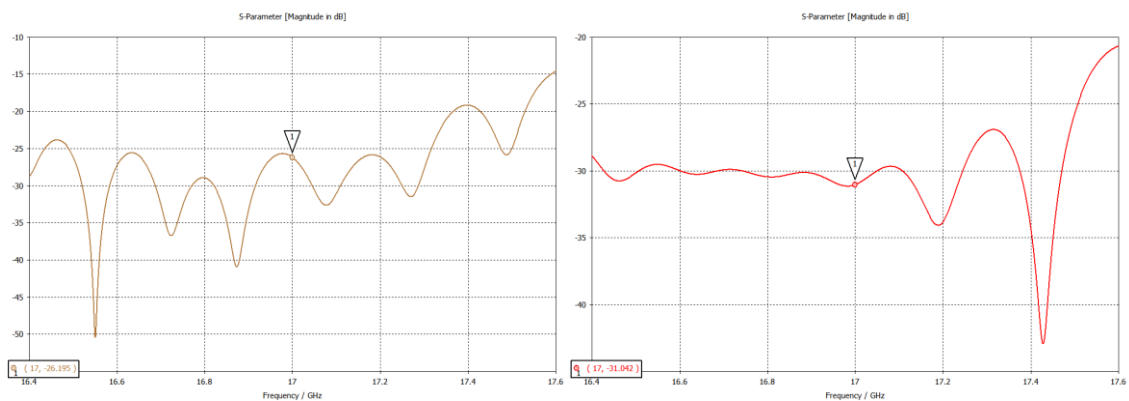


Ilustración 33. Parámetro S11 del array sin compensación de acoplos para el modo TE₁₀ y TE₀₁

Una comparativa interesante a estudiar en la simulación es la potencia residual real que se está consiguiendo. La potencia residual, como se ha explicado en el punto 3.4.3, es aquella potencia que no se ha conseguido acoplar en la antena. Entonces aparece el parámetro t como una relación entre la potencia residual y la potencia entrante en la antena:

$$t = \frac{P_{res}}{P_{IN}} = \frac{|S_{21}|^2}{P_{dg} \cdot (1 - |S_{11}|^2)}$$

Ecuación 35. Potencia residual de la antena

Donde P_{dg} es la potencia disponible de generador normalizada para la simulación lanzada en el entorno CST Studio Suite®. Así, la potencia residual teórica es un indicativo del parámetro S21 que se ha de obtener en las simulaciones para una reflexión despreciable, de modo que: $t_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(0.02) = -17 \text{ dB}$. Aplicando la Ecuación 35 con los datos obtenidos de la simulación de la antena completa se quedaría una potencia residual de:

3. Diseño de la antena

- $t = 0.0694 = -11.589 \text{ dB}$ para el modo TE10, lo que significa un aumento en la potencia que se pierde para radiar, de un 2% a 6.9%.
- $t = 0.0001 = -40 \text{ dB}$ para el modo TE01, lo que indica que prácticamente toda la potencia es radiada por el array.

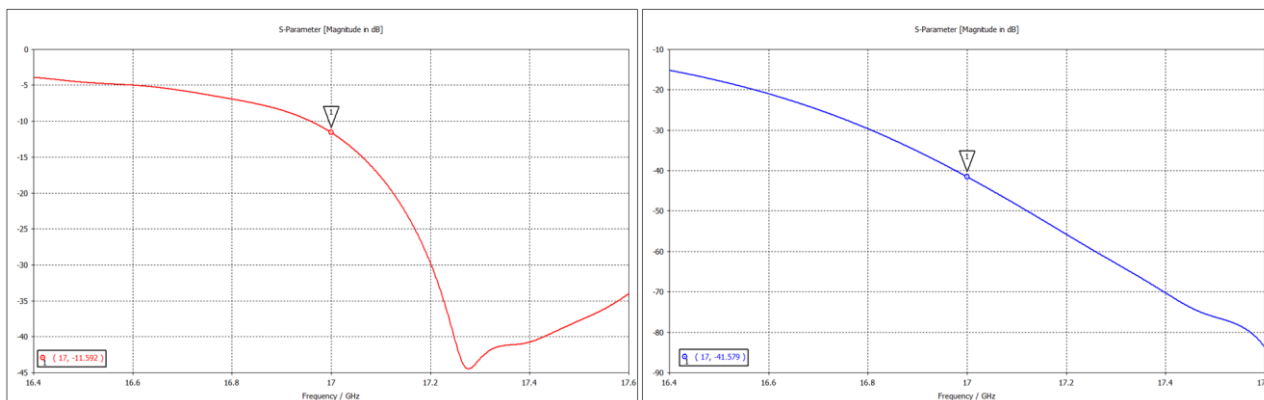


Ilustración 34. Parámetro S21 del array sin compensación de acoplos para el modo TE10 y TE01

Esto es un indicativo de que la antena necesita un ajuste de las dimensiones de sus elementos, que se harán en el capítulo 4.

Otro dato interesante a verificar en el diseño son los coeficientes de alimentación.

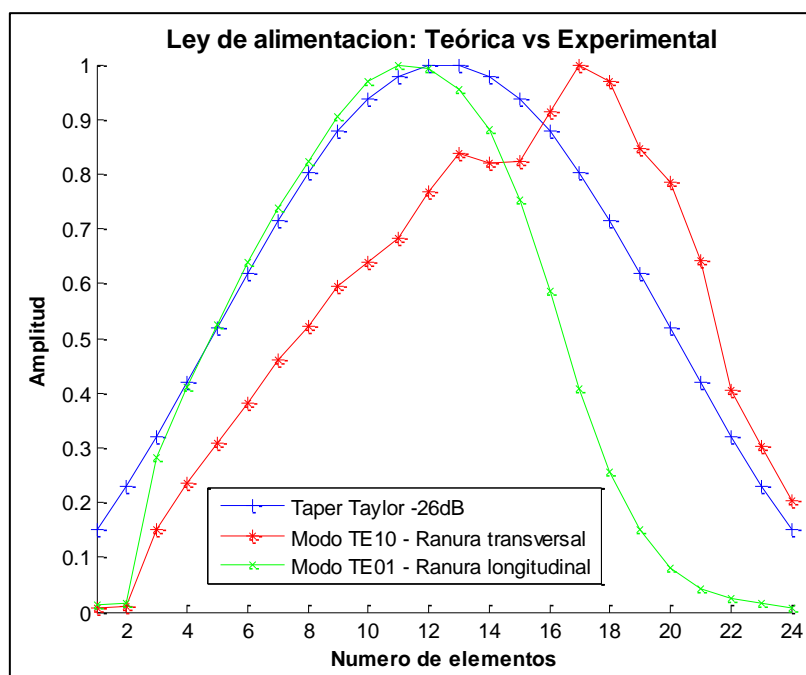


Ilustración 35. Coeficientes de alimentación teóricos vs. coeficientes de alimentación de la antena

En la Ilustración 35 se puede apreciar que el modo TE01 controlado por la ranura longitudinal es más similar a los resultados esperados que el modo TE10. Esto se debe a que el acoplamiento que se produce en la ranura transversal es peor que en la longitudinal. También está muy relacionado a que en el modo TE10 hay un 7.5% de potencia residual, lo que produce que el acoplamiento que sufren sus ranuras es peor, y por ello sus coeficientes se desvían más de la teoría.

3. Diseño de la antena

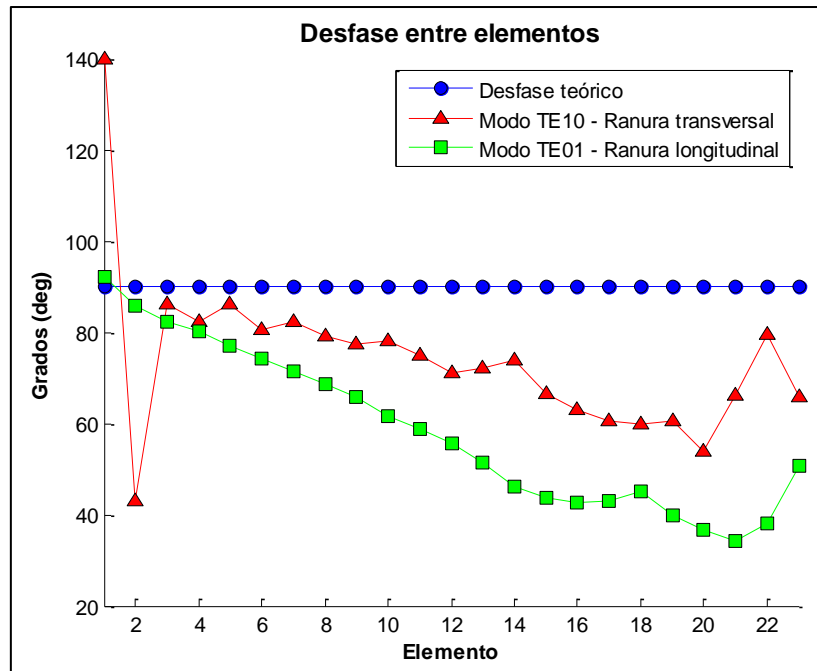


Ilustración 36. Desfase entre elementos del array sin compensación de acoplos

En cuanto al desfase que sufren los elementos en el diseño, teóricamente deberían estar desfasados 90° cada uno respecto a su anterior, sin embargo entre los elementos sufren desfases de aproximadamente 100° , ya que las ranuras aportan un desfase extra - las gráficas representan la fase a lo largo de la antena referenciadas al primer elemento, no obstante no importa tanto la fase en cada elemento sino el desfase relativo entre un elemento y su anterior.

Hasta ahora se han visto datos de los elementos radiantes, pero es en su conjunto como array como de verdad actúan. A partir de monitores de campo cercano en cada elemento se pueden obtener los coeficientes de acoplo:

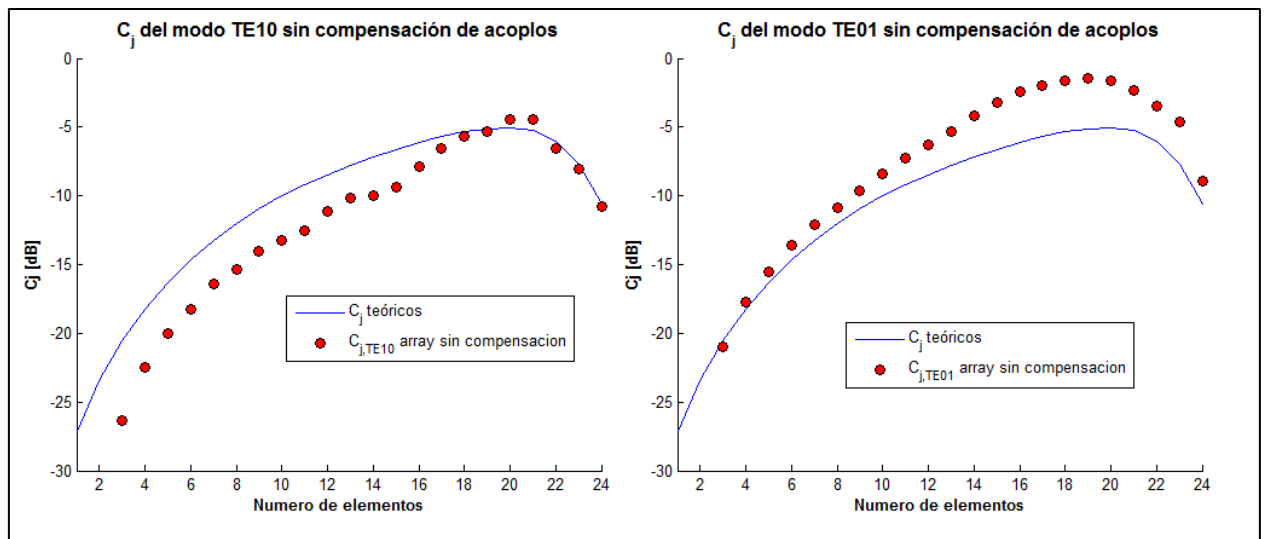


Ilustración 37. Coeficientes de acoplamiento del array sin compensación de acoplos

Se puede ver que en la simulación total, se desvían un poco del resultado esperado.

3. Diseño de la antena

Para poder ver el comportamiento de la antena, en términos de radiación, el diagrama de radiación es la gráfica más importante que describirá el comportamiento de la antena. Para obtener el diagrama de radiación se ha lanzado una simulación en la herramienta CST Studio Suite® donde se han exportado los diagramas de radiación de la antena en cada modo de transmisión para compararlos con los resultados teóricos esperados. En la gráfica de la Ilustración 38 se han representado los diagramas de radiación de los modos TE₁₀ y TE₀₁ extraídos de las simulaciones realizadas en CST Studio Suite®, y el diagrama de radiación teórico se ha generado en base a la ley de alimentación de la Tabla 2.

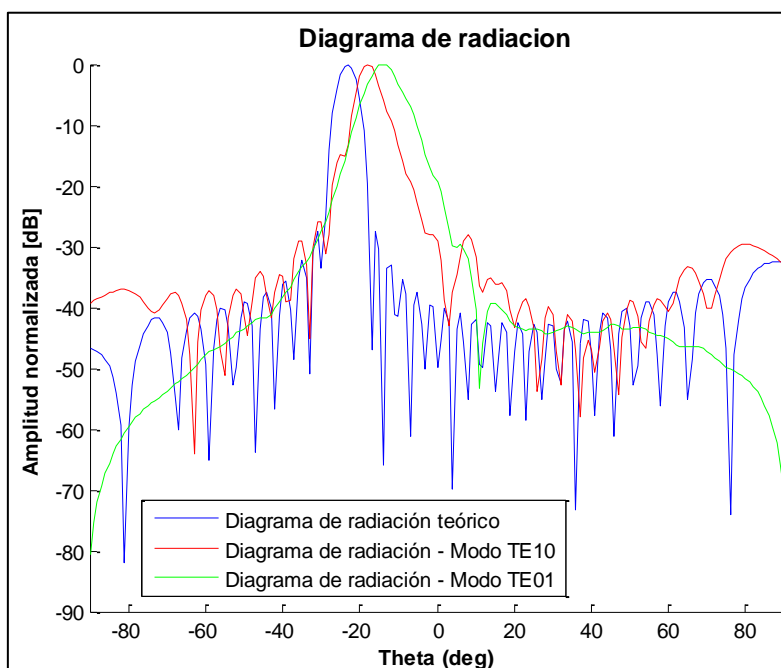


Ilustración 38. Diagramas de radiación

Se puede apreciar que en ambos modos se han desapuntado con respecto a los -23° del diagrama de radiación teórico. El modo TE₁₀ se ha desapuntado 5° (su lóbulo principal se encuentra en -18°) y el modo TE₀₁, 9° (su lóbulo principal se encuentra en -14°). Ambos diagramas han sufrido un ensanchamiento del lóbulo principal con respecto al teórico y un suavizado de los lóbulos secundarios, dejando el SLL a -15 dB en el modo TE₁₀ y a -6 dB en el TE₀₁ (debido al suavizado los lóbulos laterales parece que han desaparecido). Estas variaciones se deben a la fase de la antena, ya que el desfase progresivo no es de 90° , como se ha visto anteriormente. [1, p. 41].

3.4.5. Radiación trasera de la ranura

Por último, quedaría por ver las componentes **copolar** y **contrapolar** de cada modo, ambas para el plano de radiación ($\phi = 90^\circ$):

3. Diseño de la antena

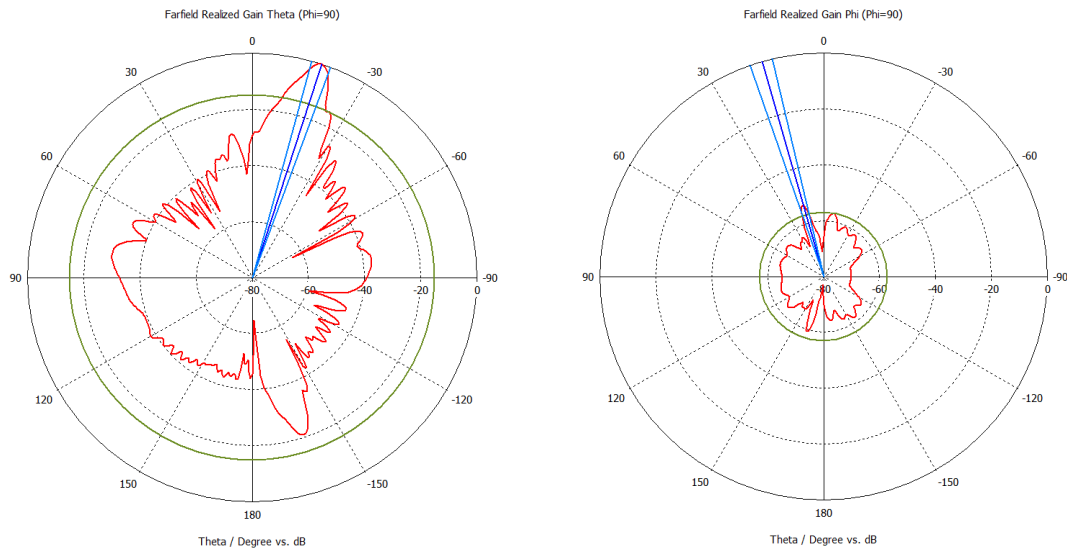


Ilustración 39. Componentes copolar y contrapolar del modo TE10 del array sin compensación de acoplos

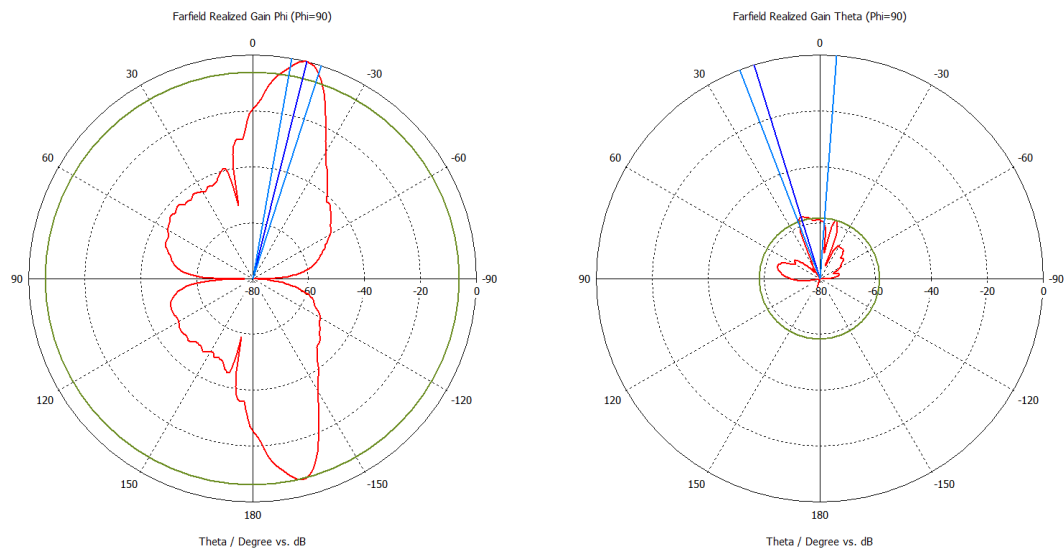


Ilustración 40. Componentes copolar y contrapolar del modo TE01 del array sin compensación de acoplos

El modo TE10 tiene θ como su componente copolar, con una ganancia de 16.9 dB y ϕ como su contrapolar (-36.6 dB), al contrario, el modo TE01 tiene ϕ como componente copolar, con una ganancia de 13.7 dB y θ como contrapolar (-43.2 dB). En ambos modos se pueden apreciar lo que a primera vista parecen *grating lobes*, cosa que se ha estado intentando evitar a toda costa.

Estos grating lobes no son réplicas del lóbulo principal como tal, sino que vienen causados por la radiación trasera de la ranura. Las ranuras tienen la peculiaridad como elementos radiantes de que, además de radiar en el sentido deseado por el diseñador, generan una radiación aproximadamente del mismo nivel hacia su parte posterior, es decir en torno a los 180° respecto del lóbulo principal. Además, dicha radiación trasera [2, p. 24] puede tratarse como un array de exploración, donde la fase controla ambos lóbulos, haciendo que se acerquen o se alejen más conforme se varía la fase progresiva.

3. Diseño de la antena

La manera más sencilla de eliminar dicha radiación trasera es con un plano de masa en la parte posterior de la antena. CST Studio Suite® permite establecer un plano de masa infinito en la antena.

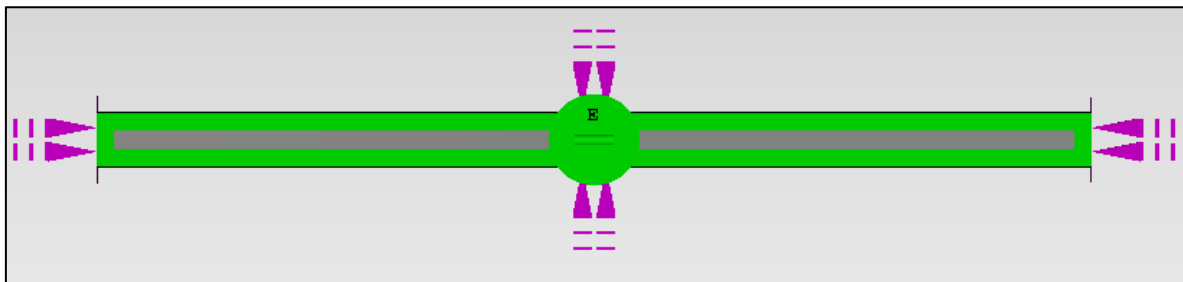


Ilustración 41. Plano de masa infinito

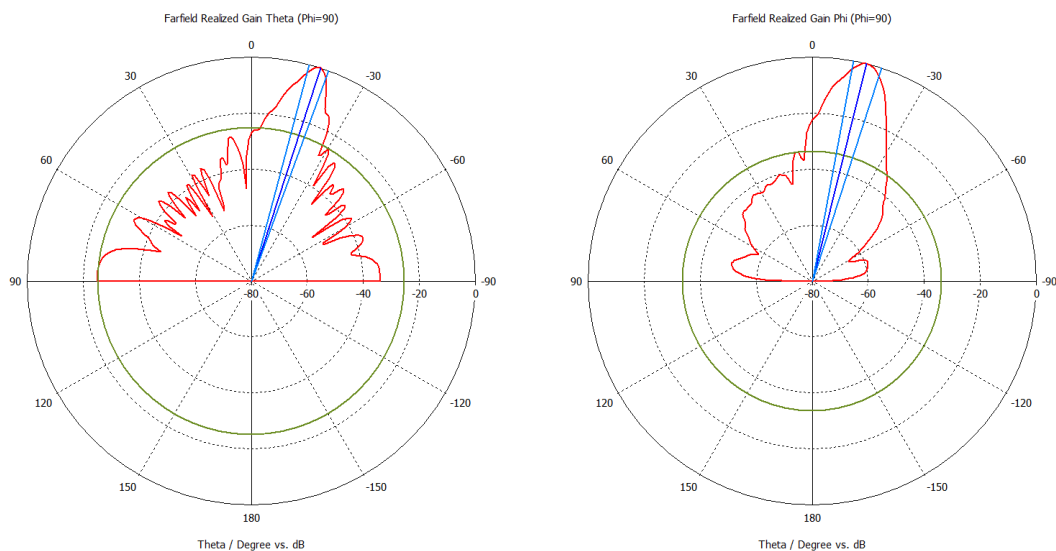


Ilustración 42. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas polares con un plano de masa infinito

Como se aprecia en la Ilustración 42, la radiación trasera ha desaparecido. No obstante, esta solución no es realizable en un diseño real, por lo que es necesaria una solución viable que pueda desarrollarse en la realidad. Por esta razón se decidió añadir un plano de masa cuadrado del tamaño de la antena, como en la Ilustración 43.

3. Diseño de la antena

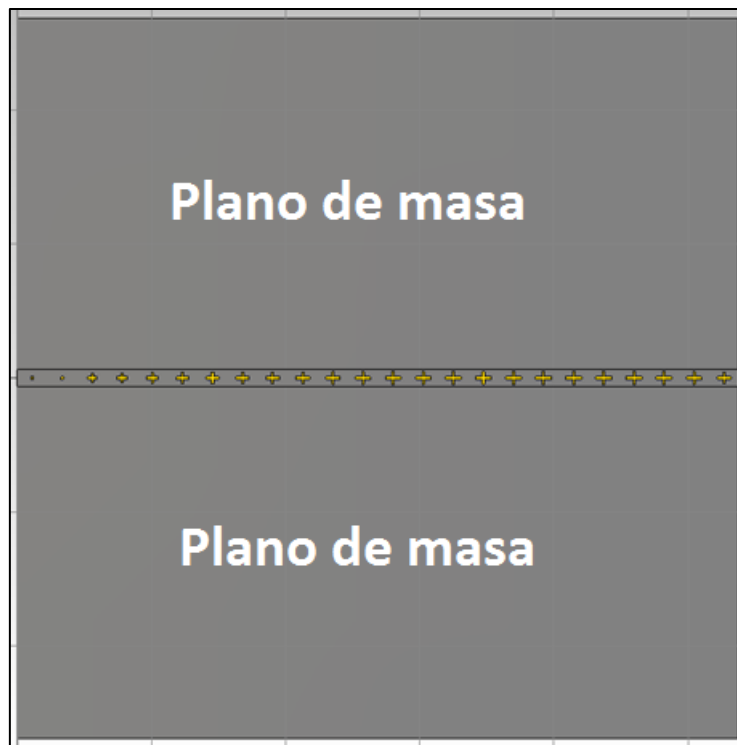


Ilustración 43. Plano de masa realizable

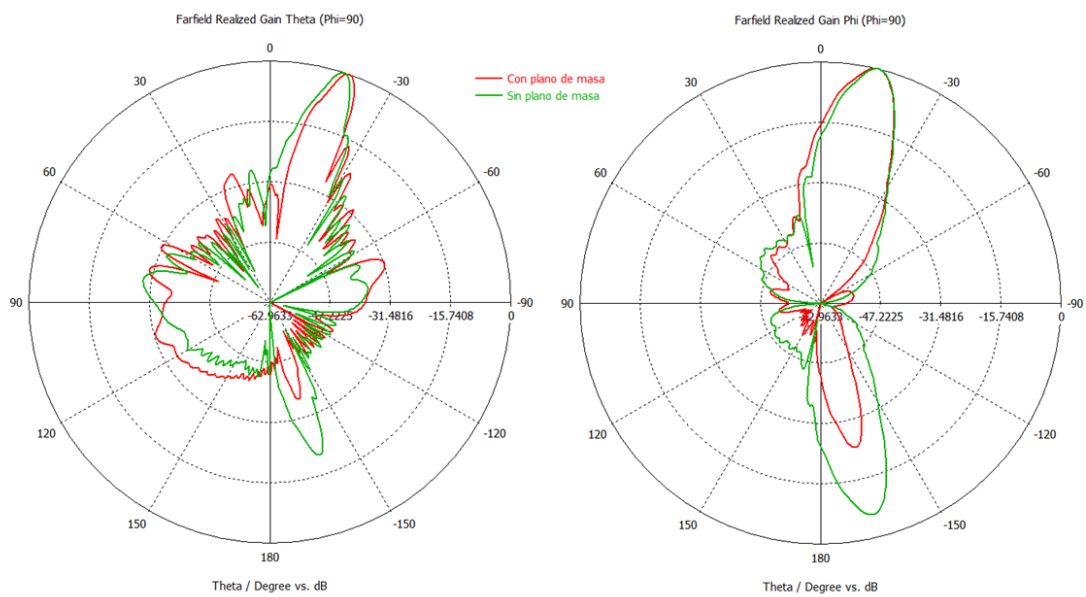


Ilustración 44. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas polares con plano de masa realizable

3. Diseño de la antena

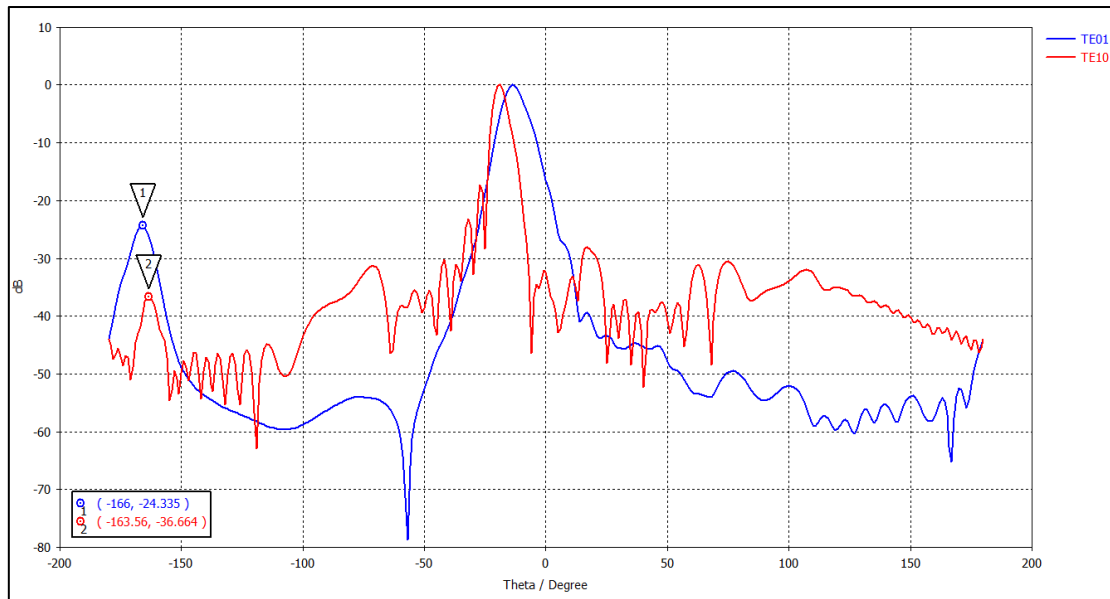


Ilustración 45. Diagramas de radiación del array sin compensación de acoplos en coordenadas cartesianas con plano de masa realizable

En la Ilustración 44 e Ilustración 45 se puede apreciar como los lóbulos provocados por la radiación trasera han bajado hasta -24 dB y -36 dB en el modo TE10 y TE01, respectivamente. Por debajo de los -20 dB, dicho nivel de radiación no afectará negativamente generando una pérdida de potencia por una radiación en una dirección indeseada.

En todo el capítulo 3 se ha podido observar los resultados de un array diseñado sin tener en cuenta los acoplos mutuos de las ranuras, lo que ha generado resultados alejados de lo que se esperaba. Es por ello que se decidió optimizar la estructura analizando estos efectos de acoplos entre las ranuras.

4. Reajuste de la antena

4.Reajuste de la antena

4.1.Introducción

Debido a los resultados del capítulo 3, donde se diseñó una antena sin contemplar los efectos que genera una ranura sobre otra, se decidió analizar el elemento radiante cuando está en presencia de otros elementos radiantes y ver como esos efectos pueden aprovecharse para realizar un diseño más real.

Todo este punto se basa en un estudio previo realizado en el TFG “*Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku*” [1, p. 47] donde se creó un método y algoritmo para analizar la estructura y ver los acoplos que se generaban entre las ranuras. En este trabajo se llevará a cabo dicho método incluido en el ANEXO A.

4.2.Análisis de la estructura sectorialmente

El método desarrollado en el ANEXO A, propone un análisis de la antena por sectores, es decir, trocear la estructura en sectores de X elementos y a partir de ahí analizar el comportamiento de un elemento central en presencia de los otros.

De las posibles sectorizaciones propuestas en el método, se ha trabajado sobre la sectorización de tres elementos. Consiste en trocear la antena desarrollada en el punto 3 de tres en tres elementos, de tal modo que siempre quede un elemento central que será objeto de estudio.

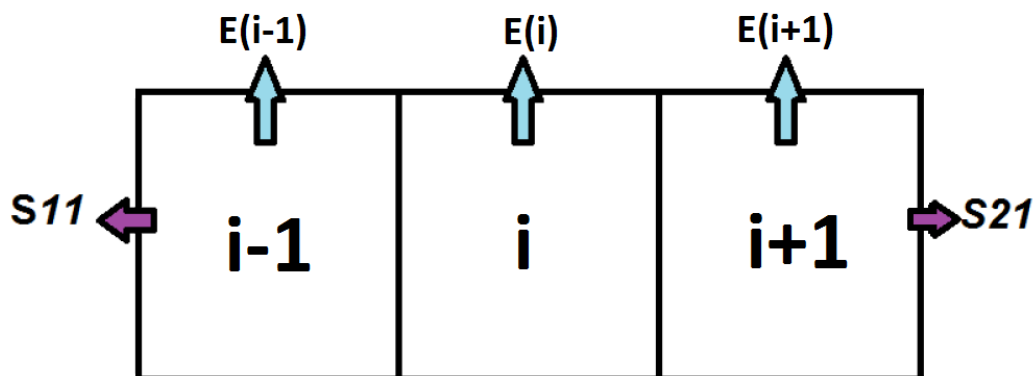


Ilustración 46. Estudio de sectores de tres elementos

Con esta sectorización se consigue un análisis más preciso que arroje resultados más cercanos a la realidad, ya que el coeficiente de acoplo del elemento central estará bajo la influencia de los coeficientes de acoplamiento de los elementos colindantes.

El caso del primer elemento y el último tiene un trato especial, ya que no se pueden colocar como elementos centrales puesto que no tienen más que un elemento colindante. Dada esta realidad, se estudiarán, ajustarán y optimizarán junto al elemento 2 y el elemento 23, respectivamente, en la misma sectorización.

4.3. Redimensionamiento del elemento radiante

Teniendo en cuenta el análisis sectorial, se ha de redimensionar el elemento radiante puesto que los acoplamientos que se obtuvieron en el la Tabla 5 para dichas dimensiones ya no se obtendrán en este nuevo estudio.

Una vez analizada y troceada toda la estructura, se hallarían las nuevas dimensiones que cumplen con los requerimientos:

Elemento n	Longitud ranura transversal		Longitud ranura longitudinal		$C_k (t=0,02)$	$C_k TE_{10}$	$C_k TE_{01}$
	Sin sectorizar	Sectorización de 3	Sin sectorizar	Sectorización de 3			
1	0,95	2,23	0,95	2,21	-27,159844	-27,1024	-27,1111
2	0,95	2,77	0,95	2,75	-23,43474	-23,4335	-23,4557
3	3,3	3,4	3,48	3,4	-20,550615	-20,4939	-20,5983
4	3,7	3,78	3,98	3,86	-18,216016	-18,1702	-18,2016
5	3,95	4,01	4,32	4,15	-16,276597	-16,3703	-16,2567
6	4,12	4,15	4,59	4,36	-14,637481	-14,6747	-14,6466
7	4,25	4,28	4,8	4,53	-13,234318	-13,2724	-13,2208
8	4,36	4,38	4,97	4,65	-12,020369	-12,0796	-12,0403
9	4,45	4,46	5,13	4,76	-10,960201	-10,9693	-10,9010
10	4,52	4,53	5,27	4,84	-10,026198	-9,9578	-9,9903
11	4,59	4,59	5,39	4,9	-9,1965276	-9,0978	-9,2048
12	4,64	4,63	5,5	4,95	-8,4539251	-8,5126	-8,4177
13	4,69	4,67	5,6	4,99	-7,7849478	-7,8046	-7,7677
14	4,73	4,7	5,7	5,03	-7,1796589	-7,1861	-7,1486
15	4,77	4,73	5,79	5,06	-6,6317751	-6,5922	-6,6093
16	4,81	4,74	5,88	5,09	-6,139493	-6,0985	-6,1277
17	4,85	4,76	5,96	5,12	-5,7075124	-5,668	-5,705
18	4,87	4,77	6,03	5,15	-5,351199	-5,3318	-5,3155
19	4,89	4,78	6,09	5,19	-5,1048487	-5,0979	-5,0793
20	4,9	4,8	6,1	5,23	-5,0371421	-4,9629	-5,039
21	4,88	4,77	6,05	5,3	-5,2767561	-5,1772	-5,2141
22	4,82	4,76	5,89	5,32	-6,0443041	-6,2731	-6,0544
23	4,7	4,66	5,62	5,28	-7,667177	-7,4696	-7,6348
24	4,48	4,47	5,19	5,14	-10,568875	-10,5135	-10,5556

Tabla 6. Longitudes y coeficientes de acoplamiento del array con compensación de acoplos – 3 elementos

Con lo que ajustando el diseño del punto 3.4, quedaría un nuevo array:

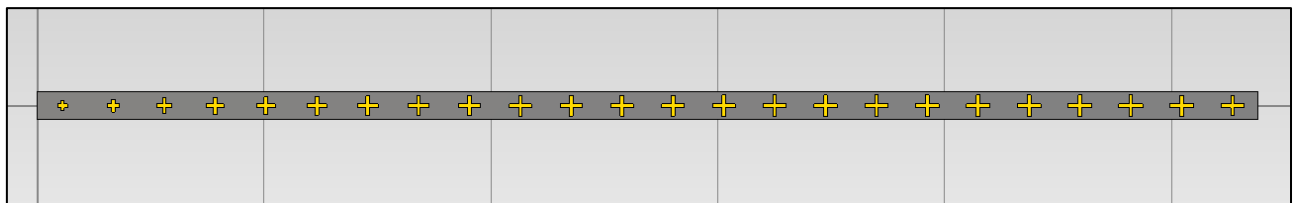


Ilustración 47. Array lineal de 24 elementos con compensación de acoplos - 3 elementos

4. Reajuste de la antena

En la Tabla 6 se puede ver como para el elemento número uno se ha solucionado el problema de alcance del coeficiente de alimentación que se tenía en el diseño original.

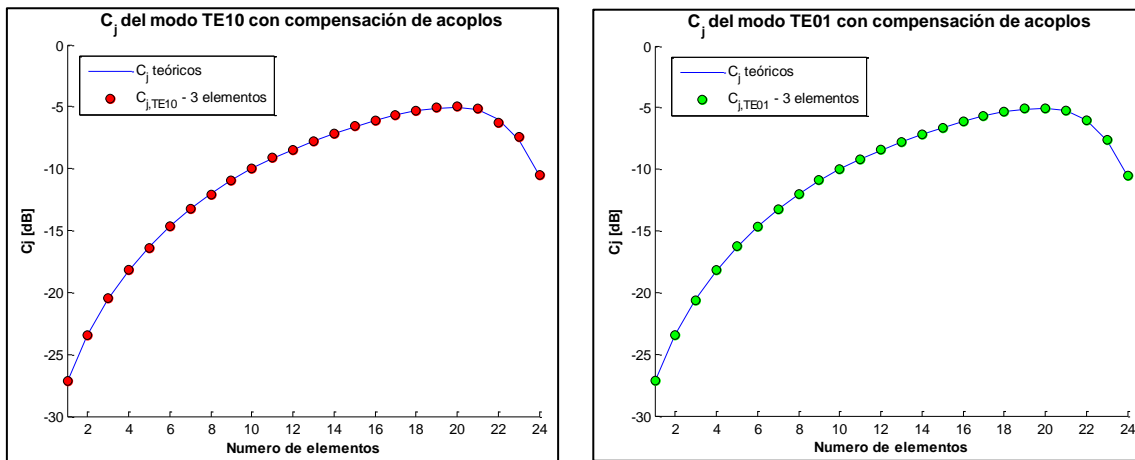


Ilustración 48. Coeficientes de acoplo del array con compensación de acoplos

No obstante, la Ilustración 48 muestra los C_j obtenido en el estudio de sectores de tres elementos. Si se hace una comparativa con los coeficientes de acoplamiento obtenidos en la antena completa, se puede observar que distan del resultado teórico:

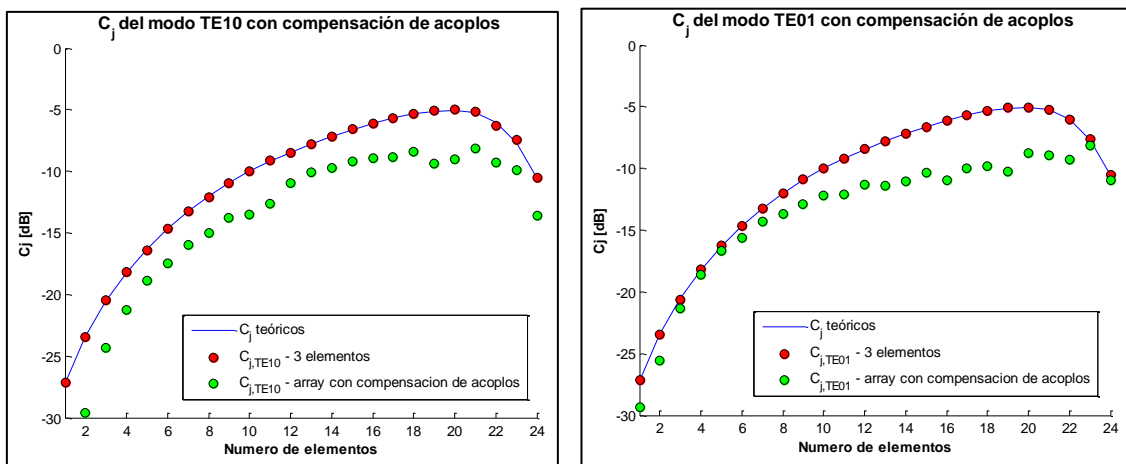


Ilustración 49. Comparativa de C_j del array con compensación de acoplos

Cuando las ranuras están bajo el efecto completo de la antena, en ambos modos el acoplamiento decae, con lo que se desaprovechará parte de la señal que le llegue a cada elemento, arrastrando cada vez más el error.

4. Reajuste de la antena

El primer resultado interesante, y determinante para los demás, es la fase:

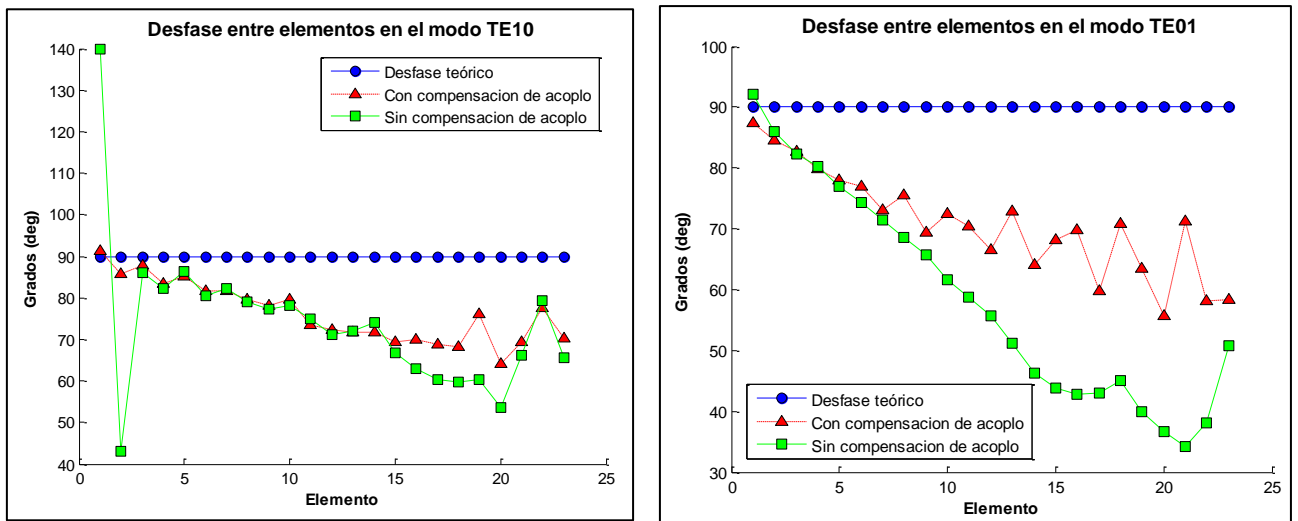


Ilustración 50. Comparativa de los desfases sin y con compensación de acoplos

Tal y como se puede apreciar en la Ilustración 50 con el nuevo redimensionamiento la fase se ha desviado mucho más decayendo con bastante pendiente. Además, no solo se han desviado de la fase teórica, sino que respecto al diseño original también se ha deteriorado bastante. Esto afectará al resto de resultados, de modo que los coeficientes de alimentación extraídos a partir del campo cercano y el diagrama de radiación pueden distar mucho de los resultados teóricos.

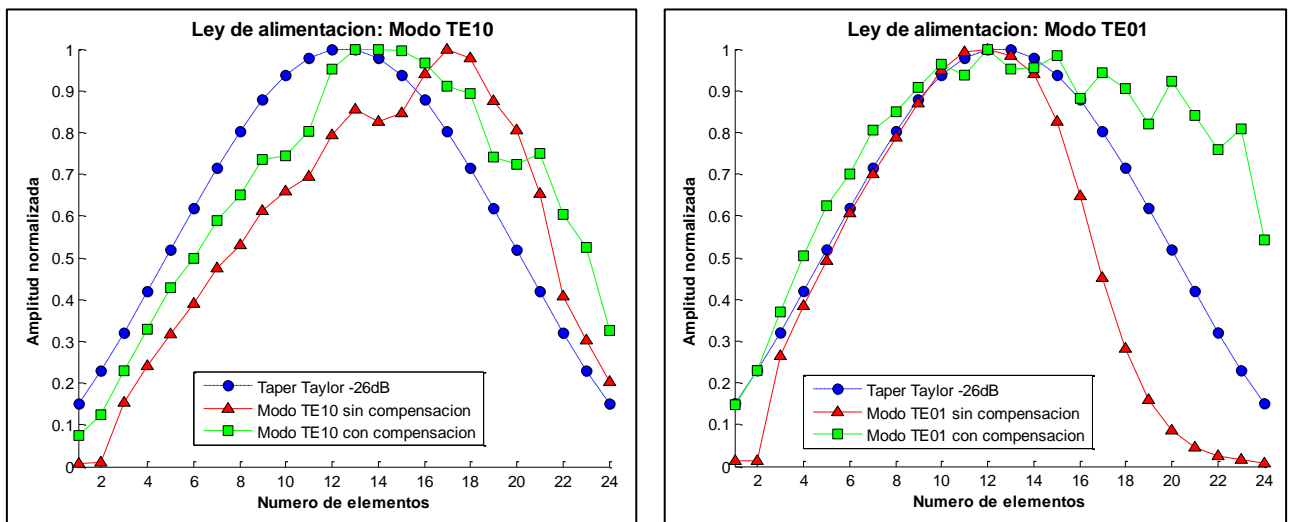


Ilustración 51. Comparativa de los coeficientes de acoplamiento sin y con compensación de acoplos

En la Ilustración 51 se puede ver la evolución de los coeficientes de alimentación. El modo TE10 se reajustado debido a que la fase no ha caído tanto, sin embargo el los coeficientes del modo TE01 se han desajustado mucho más debido a la caída tan abrupta que ha sufrido la fase desde el elemento 10.

En consistencia con estos resultados, los diagramas de radiación de ambos modos (TE10 y TE01 en la Ilustración 52) también se habrán transformado.

4. Reajuste de la antena

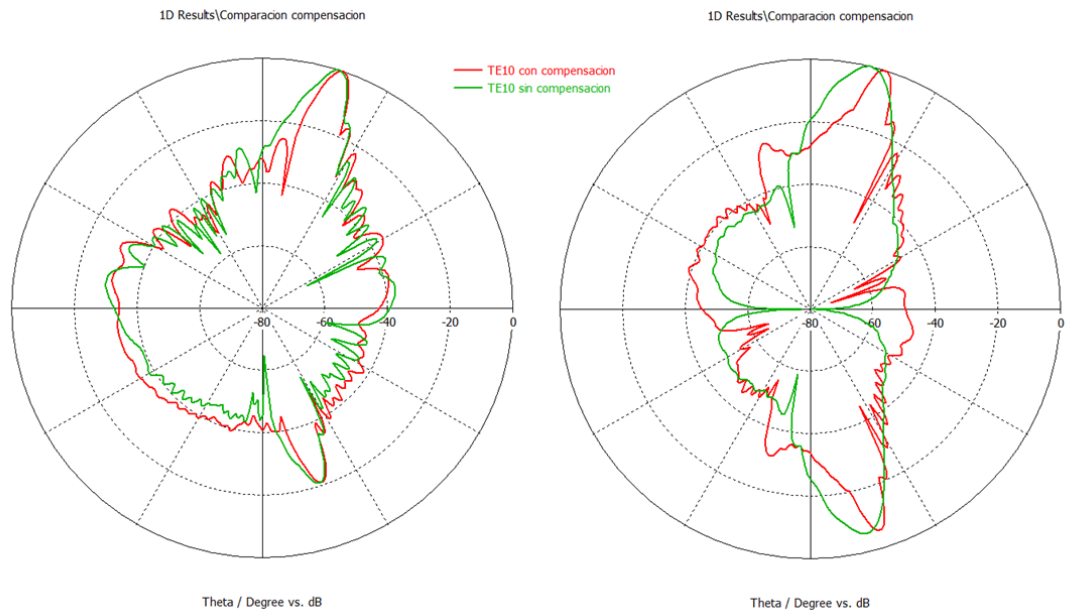


Ilustración 52. Diagrama de radiación sin y con compensación de acoplos en coordenadas polares

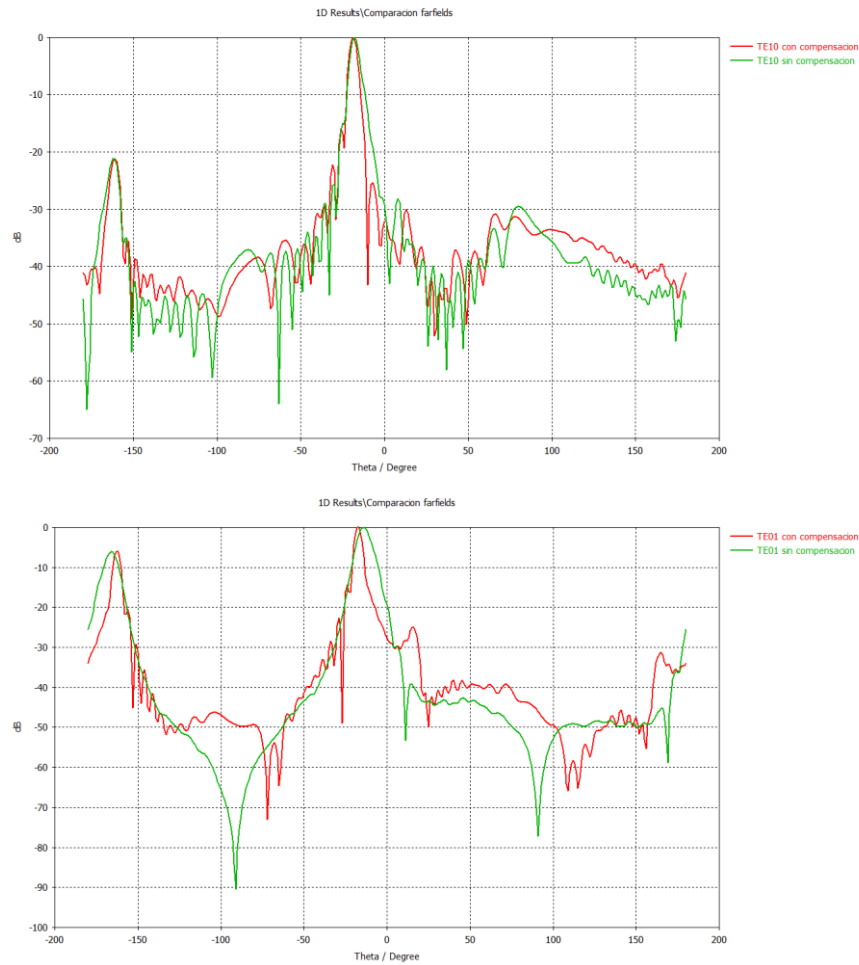


Ilustración 53. Diagramas de radiación sin y con compensación de acoplos en coordenadas cartesianas

4. Reajuste de la antena

Como puede observarse en ambas ilustraciones (Ilustración 52 e Ilustración 53), los lóbulos principales se han estrechado, lo que significa un aumento en la directividad.

Sin embargo la no compensación de las fases al principio del diseño han penalizado mucho, además del desajuste en los coeficientes de acoplo a la hora de su evaluación en el global de la antena.

Por último, a pesar de que la adaptación se ha mantenido, la potencia residual del nuevo array ha aumentado debido al desajuste producido: aumentando su S_{21} a -7.87 dB en el modo TE10 y a -7.47 dB en el TE01, lo que implica un aumento de la potencia residual a un 17% y a un 14% respectivamente, con lo que la optimización de la misma no ha resultado.

Para mejorar estos resultados se hará un pequeño desarrollo en el ANEXO C de lo que podría ser una futura línea de trabajo, donde se reajustaran los coeficientes con la antena completa buscando mayor fidelidad con la teoría y mejorando el S_{21} de modo que se reduzca la potencia residual.

5.Conclusiones

Este trabajo comenzó como una variante de una investigación ya realizada anteriormente en el departamento RFCAs de la escuela, donde se diseñó un array lineal de 24 elementos sobre un sustrato FR4. Debido a que la constante dieléctrica de la guía era baja ($\epsilon_r = 1$) esto generaba que la longitud de onda de la guía fuera muy similar a la del vacío, con lo que la separación que se iba a tener entre los elementos iba a ser menor. En este TFG al trabajar con una guía de onda rellena del dieléctrico RF35 Taconic, de constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.5$, favoreció la situación de cara a la separación de los elementos, debido a que la longitud de onda de la guía era un 15% más pequeña que la del vacío.

Con ello se pudo diseñar un array con una separación entre elementos de $\frac{3\lambda_g}{4}$ que evitaría el solapamiento que se daba en el trabajo anterior, sin necesidad de introducir un *offset* ni rediseñar el elemento unitario.

El elemento unitario sería el mismo que se utilizó anteriormente, dos ranuras en cruz, solo que sin limitación de espacio por lo que se han podido conseguir ranuras óptimas que generaran acoplamientos de hasta -3 dB.

Una vez se obtuvo un estudio sobre el elemento radiante, se diseñó un array lineal de 24 elementos con una alimentación tipo *taper* que seguía una distribución de Taylor a -26 dB y con una potencia residual del 2%. Los primeros resultados sin aplicar el método de compensación de acoplos por partes guardaban similitud con los resultados teóricos esperados.

Por último se aplicó el método desarrollado anteriormente, que supuso un redimensionamiento de las longitudes de las ranuras, consiguiendo mejores acoplos con longitudes menores en el estudio. Sin embargo, a la hora de aplicar dicha optimización sobre el array se obtuvieron resultados deteriorados, con lo que no se ha conseguido uno de los objetivos de este TFG; primero por no haber ajustado previamente la fase entre elementos antes de modelizar los acoplos, y segundo porque el estudio de tres elementos respecto al array se quedó insuficiente. Sería necesario realizar un segundo estudio y optimización con la modelización de cinco elementos ya que la predicción que ha arrojado la sectorización de tres no ha sido precisa.

Referencias

- [1] D. Barrio Tejedor, *Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual*, Madrid, 2014.
- [2] J. L. Masa Campos, *Antenas y compatibilidad electromagnética*, Madrid, 2014.
- [3] J. A. Ruiz Cruz, *Medios de transmisión*, Madrid, 2012.
- [4] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1983*, vol., no.,.
- [5] C. Balanis, «Antenna Theory: Analysis and Design,» 3rd Edition ed., 2005.
- [6] A. Cardama, «Antenas,» 2002.
- [7] D. M. Pozar, «Microwave Engineering,» John Wiley & Sons, 2005.
- [8] P. S. Olivares, *Diseño de array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku*, 2011.
- [9] P. M. Pérez, *Diseño de un array de ranuras con compensación de acoplos sobre SIW para banda Ku*, Madrid, 2014.

Anexo A. Modelo de compensación de acoplos por partes

A.1. Desarrollo del método

El método consiste en ajustar cada ranura del array con simulaciones de las ranuras que aportan a está más acoplo, es decir, las ranuras más próximas a ella, como puede observarse a continuación:

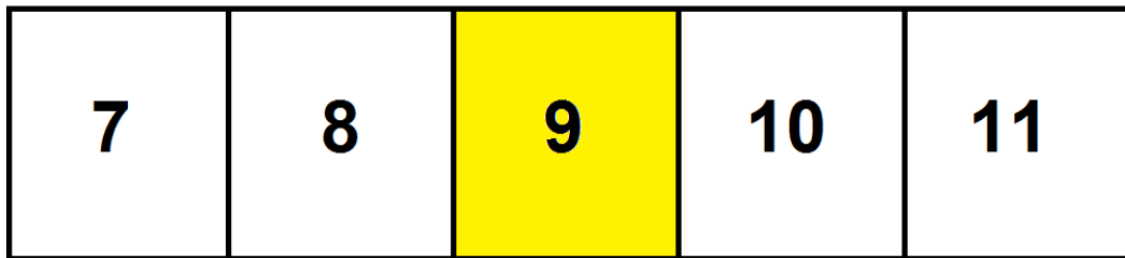


Ilustración 54. Distribución de los elementos para la compensación de acoplos

Donde la ranura amarilla, es el elemento que se desea ajustar en presencia de las ranuras que más acoplo producen a ella, para el caso de 5 elementos.

Este método también requiere un proceso iterativo que se basa en los siguientes pasos:

- Del mismo modo que se hacía anteriormente, se necesita los valores de campo eléctrico en la cercanía, en amplitud y fase, pero en este caso de los n elementos que aparecen en la simulación troceada. Se obtienen de la misma forma gracias a CST.
- Aplicar el método descrito a continuación para ajustar la ranura central de la simulación troceada.
- Una vez que se ha ajustado la ranura central i , repetir desde el paso 1, pero desplazando la ranura $i+1$ al centro para su análisis. Repetir este paso hasta compensar todos los elementos del *array*.

La primera y la última simulación requieren un cuidado especial, ya que las ranuras de los extremos no tienen tantas ranuras próximas a ella para utilizarlas como referencia. Se ajustarán con las simulaciones donde estén colocadas en los extremos (no es posible centrar estos elementos en el array troceado).

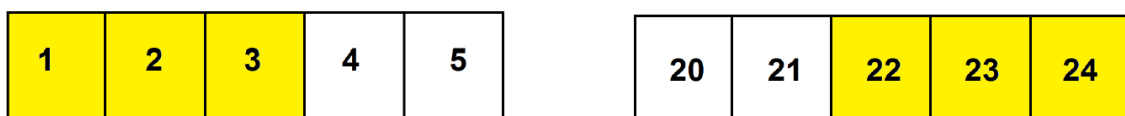


Ilustración 55. Distribución de los elementos al principio y al final del array

Donde las ranuras amarillas, son los elementos que se desean ajustar. A continuación, se explicará que información se dispone en cada simulación troceada:

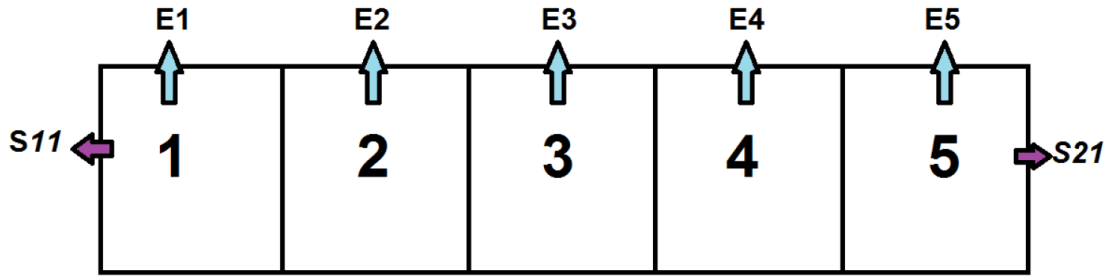


Ilustración 56. Modelización de la estructura de cinco elementos

- S_{11} = reflexión de la simulación troceada correspondiente.
- S_{21} = señal transmitida de la simulación troceada correspondiente.
- $P_{rad,5}$ = potencia radiada total por los '5' elementos, se calcula de la misma forma que se hizo para un elemento.
- E_n = Campo eléctrico en la cercanía por el elemento i .

La dificultad de este método radica, en no tener acceso a la potencia que radia el elemento central o cualquiera de la estructura, solamente se dispone de la potencia total radiada por el conjunto de n elementos y a su contribución en campo eléctrico. Hay que relacionar de alguna manera estas dos magnitudes.

Todos los datos que se emplearán, para modelar el comportamiento de la antena completa con las simulaciones de las partes troceadas, son únicamente datos propios extraídos de las simulaciones individuales.

Uno de los errores, que llevó bastante tiempo detectar y corregir, consistía en utilizar los valores extraídos, tanto de simulaciones anteriores como posteriores, al bloque que se estaba analizando, para modelar el comportamiento. Se detectó que los resultados eran imprecisos debido a que se perdían referencias y no se conseguía comparar cosas del mismo valor.

Tras varios periodos de desarrollo, pruebas y perfeccionamiento se llegó al siguiente proceso:

- **Cálculo de la potencia radiada:** utilizando los '*parámetros s*' se puede saber la potencia que radian todos los elementos de la simulación troceada m :

$$P_{rad,m} = 1 - |S_{11}|_m^2 - |S_{21}|_m^2$$

Ecuación 36. Potencia radiada - Compensación de acoplos

- **Cálculo de la constante K:** se entiende por constante K, al valor total de todas las constantes que multiplican al campo eléctrico y que lo relacionan con la potencia radiada.

$$P_{rad,m} = K_m \left(\sum_{a=0}^n |E_a|^2 \right) \rightarrow K_m = \frac{P_{rad,m}}{\sum_{a=0}^n |E_a|^2}$$

Ecuación 37. Constante Km - Compensación de acoplos

Donde a es el índice del primer elemento de la simulación y n es el número de elementos que se están empleando por simulación troceada.

Anexo A

Ahora se quiere comparar dos cosas con el mismo peso que relacionen los datos que disponemos. Por un lado los coeficientes teóricos de alimentación $|F_j|$ y por otro lado, el campo $|E_a|$ de cada una de las ranuras.

- **Ponderación de los datos teóricos:** El nuevo coeficiente de acoplamiento C_j , es la relación entre el coeficiente de alimentación que debe tener el elemento j , dividido por toda la potencia que aún no se ha radiado en el *array*, antes de llegar al propio elemento j :

$$C_j = \frac{|F_j|^2}{(\sum_{a=j}^N |F_a|^2) + t}$$

Ecuación 38. Coeficientes de acoplo teóricos - Compensación de acoplos

Donde N es el número de elementos del *array* completo, t la potencia residual y j el índice del elemento que se está analizando.

- **Ponderación de los datos de la simulación por trozos:** El nuevo coeficiente de acoplamiento $j c$, es la relación entre el módulo del campo eléctrico del elemento j con su correspondiente constante $m K$, dividido por toda la potencia que aún no se ha radiado en la simulación troceada, antes del elemento j :

$$C_j = K_m \frac{|E_j|^2}{(\sum_{a=j}^n K_m |E_a|^2) + |S_{21,m}|^2}$$

Ecuación 39. Coeficientes de acoplo - Compensación de acoplos

Donde n sigue siendo el número de elementos que se está empleando en la simulación troceada, y m , el índice de la simulación correspondiente al elemento que se está analizando.

- **Ajustar el elemento central:** comparar los nuevos coeficientes C_j y cambiar los parámetros de la ranura central, para compensar el efecto del acoplo. Repetir desde el paso 1 hasta que la ranura esté ajustada correctamente. Repetir este proceso para cada una de las ranuras del *array*.

Anexo B. Compensación para cinco elementos

B.1. Introducción

En el punto 4 se aplicó el método de compensación de acoplos desarrollado en el Anexo A, el cual arrojó unos resultados que se utilizaron para rediseñar la antena.

En el método, se trabajó con una sectorización de tres elementos, pero se consideró conveniente a modo de información complementaria los efectos que se producían en el elemento central cuando estaba rodeado por cuatro elementos, es decir, realizar un troceado de cinco elementos. No se va a desarrollar ningún ajuste sobre el array, simplemente se pretende realizar una comparativa frente a la disección realizada en el punto 4.2.

B.2. Análisis de la estructura por sectores de cinco elementos

Al igual que en el punto 4.2, el proceso es el mismo con la singularidad de que se realizará en sectores de cinco elementos.

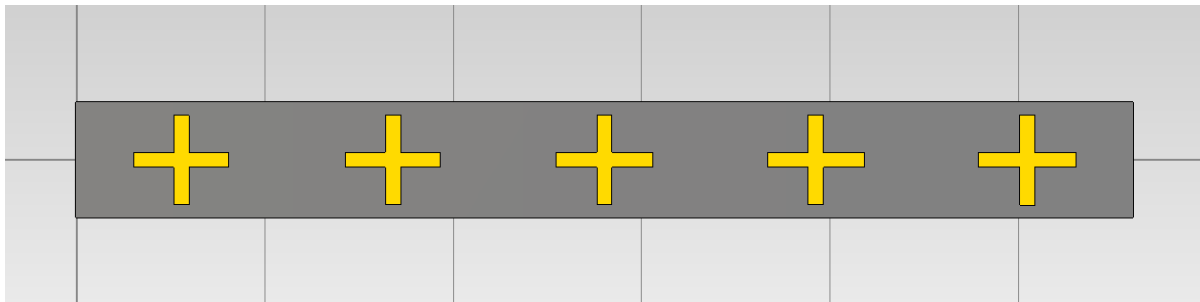


Ilustración 57. Estructura parcial de cinco elementos

Como se aprecia en la estructura de la Ilustración 57 se hará una modelización con cinco elementos radiantes mediante los cuales se podrá comprobar el comportamiento que tienen cuando hay otros elementos presentes, que será la situación real. El elemento que se estudiará será el elemento central, tal y como se indica en la Ilustración 54.

A continuación, en la tabla X se muestra una comparativa entre los coeficientes de acoplo teóricos, los coeficientes de acoplo obtenidos en el estudio de tres elementos que se hizo en el punto 4.2 y los nuevos coeficientes de acoplamiento obtenidos a partir de la nueva simulación parcial.

N	C _j _Teórico	C _j (TE10)_3	C _j (TE01)_3	C _j (TE10)_5	C _j (TE01)_5
1	-27,1598436	-27,1024	-27,1111	-31,3642688	-29,4306071
2	-23,4347398	-23,4335	-23,4557	-26,1724588	-24,5242536
3	-20,5506145	-20,4939	-20,5983	-21,5535515	-21,3325633
4	-18,2160162	-18,1702	-18,2016	-19,1624423	-19,2317262
5	-16,2765973	-16,3703	-16,2567	-17,7016579	-17,8030124
6	-14,6374813	-14,6747	-14,6466	-16,7767666	-16,6474332
7	-13,2343177	-13,2724	-13,2208	-15,6837216	-15,6290678
8	-12,0203686	-12,0796	-12,0403	-15,1577647	-14,796466
9	-10,960201	-10,9693	-10,9010	-13,8844134	-14,0212433
10	-10,0261984	-9,9578	-9,9903	-12,6867624	-13,4410833
11	-9,19652763	-9,0978	-9,2048	-12,0312274	-12,9622913
12	-8,45392511	-8,5126	-8,4177	-11,5495889	-12,5601957
13	-7,78494781	-7,8046	-7,7677	-11,0100428	-12,2001131
14	-7,1796589	-7,1861	-7,1486	-10,6645964	-11,8596398
15	-6,63177513	-6,5922	-6,6093	-10,2270305	-11,574494
16	-6,13949304	-6,0985	-6,1277	-10,0434403	-11,2835744
17	-5,70751235	-5,668	-5,705	-9,71069659	-10,9787988
18	-5,35119896	-5,3318	-5,3155	-9,58683856	-10,6336283
19	-5,10484873	-5,0979	-5,0793	-9,4387735	-10,1940626
20	-5,03714205	-4,9629	-5,039	-8,81860537	-9,5723016
21	-5,27675606	-5,1772	-5,2141	-8,57754166	-8,9750646
22	-6,0443041	-6,2731	-6,0544	-8,25689118	-9,08275953
23	-7,66717699	-7,4696	-7,6348	-9,22342545	-7,39373619
24	-10,5688753	-10,5135	-10,5556	-12,4015262	-9,78587236

Tabla 7. Coeficientes de acoplo teóricos, tres elementos y cinco elementos

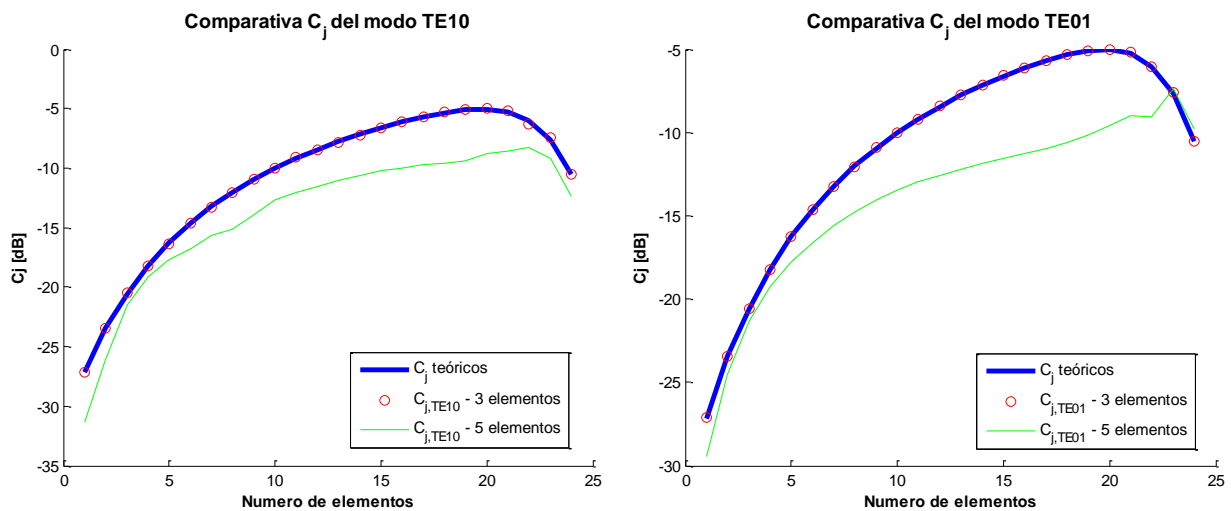


Ilustración 59. Comparativa C_j del modo TE10

Ilustración 59. Comparativa C_j del modo TE01

En la Tabla 7 y posteriormente en la Ilustración 59 e Ilustración 59 donde se pintan los valores de la misma, se aprecia como los coeficientes de acoplo siguen la misma curva pero el nivel ha decaído, debido a que el efecto de las ranuras colindantes altera el comportamiento de la ranura central.

Anexo C. Ajuste del array completo

Dado que los resultados que se han obtenido no han sido los esperados, se desarrollará un nuevo esquema de trabajo en el que se introducirán cambios sobre el array sin compensación de acoplos para observar su comportamiento, con el fin de definir una línea de trabajo futura que permita compensar la antena hasta optimizarla.

Dado que el array diseñado sin compensación de acoplos tiene una potencia residual menor que tras la compensación, se ha decidido tomar este como referencia.

La metodología que se va a seguir es reducir las longitudes del modo TE01 a partir del segundo elemento, ya que si se observa la Ilustración 37 dicho modo está acoplando de más y el modo TE10 a pesar de que acopla de menos sigue el mismo patrón que el teórico. Además así se podrá observar si el modo TE01 interfiere de alguna manera en el TE10.

En un principio se parte del modelo de la Tabla 8:

Elemento n	Longitud ranura transversal	Longitud ranura longitudinal	Ck (t=0,02)	Ck TE10 Array	Ck TE01 Array
1	0,95	0,95	-27,159844	-54,41943872	-47,8482574
2	0,95	0,95	-23,43474	-49,37045567	-47,43628221
3	3,3	3,48	-20,550615	-26,34887924	-20,98146499
4	3,7	3,98	-18,216016	-22,45271761	-17,71093247
5	3,95	4,32	-16,276597	-20,05589138	-15,48844046
6	4,12	4,59	-14,637481	-18,23646512	-13,59798648
7	4,25	4,8	-13,234318	-16,43892191	-12,13944694
8	4,36	4,97	-12,020369	-15,39073662	-10,82800169
9	4,45	5,13	-10,960201	-14,01205546	-9,594027105
10	4,52	5,27	-10,026198	-13,22694423	-8,359018648
11	4,59	5,39	-9,1965276	-12,55836869	-7,264645857
12	4,64	5,5	-8,4539251	-11,13634294	-6,3046408
13	4,69	5,6	-7,7849478	-10,13841996	-5,288149827
14	4,73	5,7	-7,1796589	-10,00145806	-4,165582123
15	4,77	5,79	-6,6317751	-9,326618008	-3,198732039
16	4,81	5,88	-6,139493	-7,899869121	-2,454475967
17	4,85	5,96	-5,7075124	-6,581311928	-1,94680824
18	4,87	6,03	-5,351199	-5,70685723	-1,642256167
19	4,89	6,09	-5,1048487	-5,2851592	-1,48833369
20	4,9	6,1	-5,0371421	-4,485509031	-1,658814551
21	4,88	6,05	-5,2767561	-4,412606965	-2,338244285
22	4,82	5,89	-6,0443041	-6,534883926	-3,468012401
23	4,7	5,62	-7,667177	-8,031151017	-4,65570685
24	4,48	5,19	-10,568875	-10,78460354	-8,90825822

Tabla 8. Coeficientes de acoplamiento del array sin compensación de acoplos

Se pretende reducir las dimensiones de las ranuras longitudinales para que los acoplos bajen y así también ver si hay algún tipo de interferencia entre los modos.

El primer paso que se ha llevado a cabo es igualar las longitudes de las ranuras transversales y longitudinales de los dos primeros elementos a las longitudes que se han tomado del punto 4.3, ya que los acoplos que tiene son demasiado pequeños.

A partir de aquí se irán modificando de dos en dos (esto es arbitrario, para agilizar el estudio y ver grosso modo el comportamiento) las ranuras 'ly' reduciéndolas un poco, con las expectativas de que sufran un efecto dominó hacia delante.

Tras realizar cinco iteraciones, se han ajustado los acoplos en cinco elementos del modo TE01, sin afectar de ningún modo al modo TE10. Con esto se verifica la independencia de los modos y que ha habido un pequeño efecto dominó en las demás ranuras longitudinales, sin embargo para poder optimizar la ranura se debe depurar más este proceso. Esta podría ser una línea de trabajo abierta sobre este TFG.